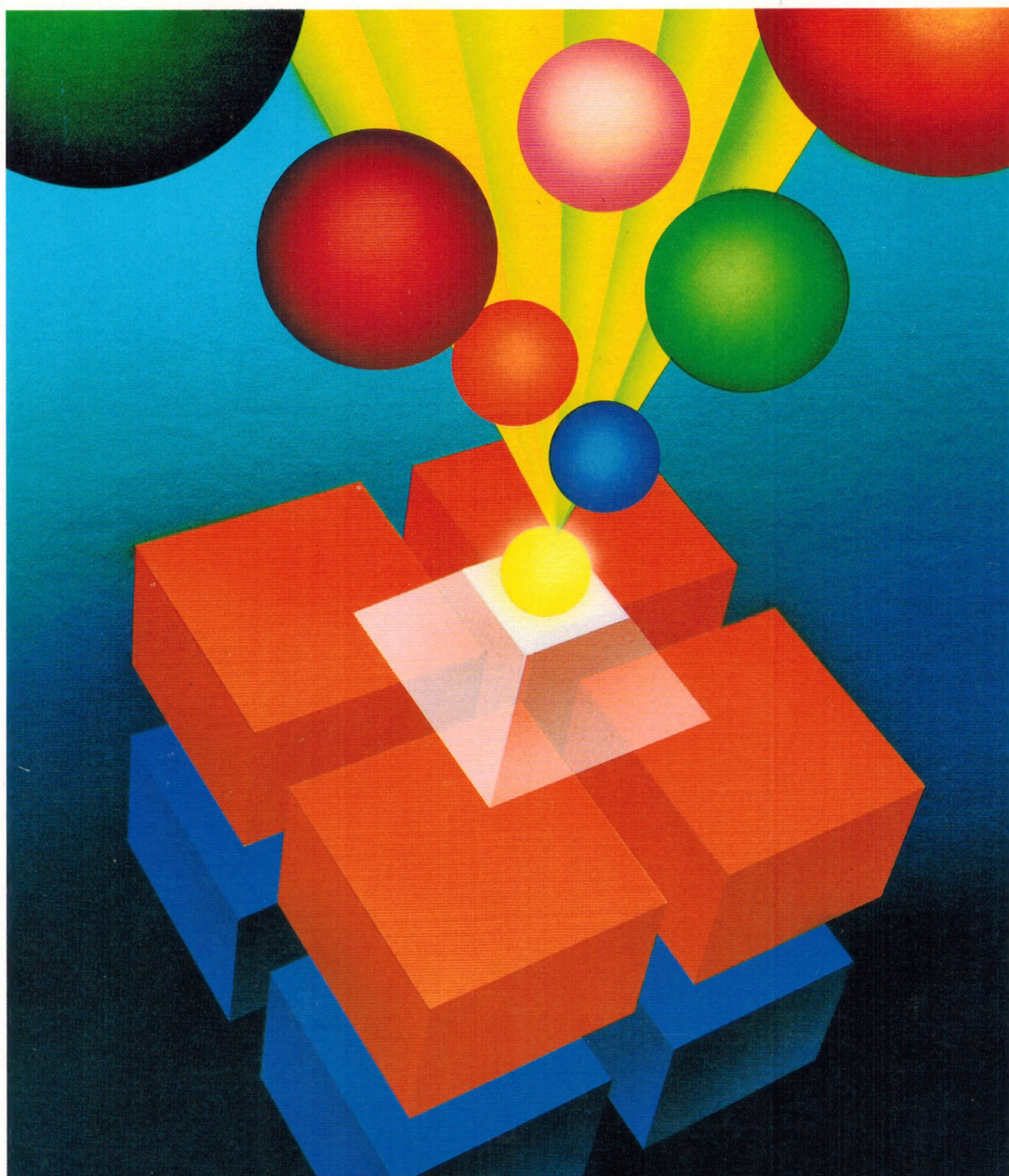


No. 28

3端子レギュレータから共振型スイッチング電源まで



トランジスタ技術 SPECIAL

隔月発売(偶数月29日)/B5判/2色刷/各定価1,540円(35以降は定価1,600円)/送料310円

- ① 個別半導体素子 活用法のすべて
基礎からマスタするダイオード, トランジスタ, FETの実用回路技術
- ② 作りながら学ぶMC68000
16ビットMPUとその周辺LSIを使いこなすためのハード&ソフト
- ③ PC9801と拡張インターフェースのすべて
16ビット・パソコンを使いこなすためのハード&ソフト
- ④ C-MOS標準ロジックIC活用マニュアル
実験で学ぶ4000B/4500B/74HCファミリ
- ⑤ 画像処理回路技術のすべて
カメラとビデオ回路, パソコンと隔合させる
- ⑥ Z80ソフト&ハードのすべて
基礎からマクロ命令を使いこなすまでのノウハウを集成
- ⑦ HD64180徹底活用マニュアル
Z80を超えた高性能8ビットCPUのすべて
- ⑧ データ通信技術のすべて
シリアル・インターフェースの基礎からモデムの設計法まで
- ⑨ パソコン周辺機器インターフェース詳解
セントロニクス/RS-232C/GPIB/SCSIを理解するために
- ⑩ IBM PC&80286のすべて
世界の標準パソコンとマルチタスクの基礎を理解する
- ⑪ フロッピー・ディスク・インターフェースのすべて
需要の急増するFDDシステムの基礎から応用まで
- ⑫ 入門ハードウェア 手作り測定器のすすめ
電子回路設計の基礎と実践へのアプローチ
- ⑬ シミュレータによる電子回路理論入門
コンピュータを使ったアナログ回路設計の手法を理解するために
- ⑭ 技術者のためのCプログラミング入門
MS-C, Quick C, Turbo Cによるソフトウェア設計のすべて
- ⑮ アナログ回路技術の基礎と応用
計測回路技術のグレードアップをめざして
- ⑯ A-D/D-A変換回路技術のすべて
アナログとデジタルを結ぶ最新回路設計ノウハウ
- ⑰ OPアンプによる回路設計入門
アナログ回路の誤動作とトラブルの原因を解く
- ⑱ ホビー・エレクトロニクス入門
売切
- ⑲ PC9801計測インターフェースのすべて
オリジナル拡張ボードでパソコンを実践活用しよう
- ⑳ アナログ回路シミュレータ活用術
ゲーム感覚の回路設計を体験しよう
- ㉑ デジタル・オーディオ技術の基礎と応用
最もポピュラーな最新技術を理解しよう
- ㉒ デジタル回路ノイズ対策技術のすべて
TTL/CMOS/ECLの活用法と誤動作/トラブルへの処方
- ㉓ 回路デザイナーのためのPLD最新活用法
PLDのプログラミング法からPALライタの製作まで
- ㉔ Cによる組み込み機器用プログラミング
16ビットCPUによるメカトロニクス入門
- ㉕ 最新マイコン・メモリ・システム設計法
DRAM, SRAMの動作からデュアル・ポートRAM, FIFOの活用法まで
- ㉖ 68000ソフト&ハードのすべて
実用ライブラリの作成と便利チップ68301/68303の活用技術
- ㉗ ハードディスクとSCSI活用技術のすべて
本格活用のためのハード&ソフトのすべてを詳解
- ㉘ 最新・電源回路設計技術のすべて
3端子レギュレータから共振型スイッチング電源まで
- ㉙ マイコン独習Z80完全マニュアル
手作りの原点から実用ソフトの作成まで
- ㉚ ニュー・メディア時代のデータ通信技術
赤外線, 無線通信技術からLAN, 光ファイバを用いた高速通信技術まで
- ㉛ 基礎からのビデオ信号処理技術
複合映像信号の理解からハイビジョン信号の捉え方まで
- ㉜ 実用電子回路設計マニュアル
アナログ回路の設計例を中心に実用回路を詳述
- ㉝ オプト・デバイス応用回路の設計・製作
光素子を使いこなすための製作ドキュメント
- ㉞ つくるICエレクトロニクス
機能ICを使って実用機器を作ろう
- ㉟ C言語による回路シミュレータの製作
Quick Cでのプログラミングとフィルタ回路の解析
- ㊱ 基礎からの電子回路設計ノート
トランジスタ回路の設計からビデオ画像の編集まで
- ㊲ 実用電子回路設計マニュアルII
豊富な回路設計例から最適設計を学ぼう
- ㊳ Z80システム設計完全マニュアル
周辺I/Oボードの設計とマイコン・システムの開発
- ㊴ A-Dコンバータの選び方・使い方のすべて
アナログ信号をデジタル処理するための基礎技術
- ㊵ 電子回路部品の活用ノウハウ
機器の性能と信頼性を支える受動部品の使い方
- ㊶ 実験で学ぶOPアンプのすべて
汎用OPアンプから高性能OPアンプまで

- 「トランジスタ技術SPECIAL」誌上で紹介した基板等の頒布サービスを, 当初予定の申し込み締め切り日を延長して受け付けているものがあります(20, 23, 29など). 詳しくは編集部宛お問い合わせください。
- 無間購読【購読料10,860円(送料, 税込)】, バックナンバーをご希望の方は小社営業部までお申し込みください。

トランジスタ技術

CONTENTS

SPECIAL No.28

特集 最新・電源回路設計技術のすべて

3端子レギュレータから共振型スイッチング電源まで

●佐藤守男

電源とは何だろうか?…特集を始めるにあたって スイッチング

Introduction	電源の基礎知識・リニア方式とSW方式のちがい	2
第1章	3端子レギュレータ回路の設計と製作	6
第2章	3端子レギュレータ回路を構成する部品の使い方	16
第3章	低損失リニア・レギュレータの設計と製作	29
Appendix	専用ICを使った低損失リニア・レギュレータ回路集	41
第4章	チョッパ型SWレギュレータの設計と製作	44
Appendix 1	ディスクリート構成と専用ICによるチョッパ型SWレギュレータ回路集	54
Appendix 2	3端子レギュレータを使ったチョッパ型SWレギュレータの製作	58
第5章	RCC方式SWレギュレータの設計と製作	60
Appendix	RCC方式SWレギュレータの回路定数の求め方	78
第6章	ワイド入力型RCC方式SWレギュレータの設計と製作	87
第7章	専用ICを使ったRCC方式SWレギュレータの設計と製作	101
第8章	マグ・アンプを応用したFCC方式SWレギュレータの設計と製作	110
Appendix	マグ・アンプの動作とFCC方式SWレギュレータの回路設計と基礎計算	123
第9章	専用コントロールICを使ったFCC方式SWレギュレータの設計と製作	130
第10章	共振チョッパ型SWレギュレータの設計と製作	143
Appendix	共振チョッパ型SWレギュレータの動作解析	152
第11章	専用ICを使用した共振型SWレギュレータの設計と製作	157
第12章	電源回路に関する安全規格とノイズ規格	170
Supplement	電源の製作に使用する主要部品のメーカー一覧表	175

■ Introduction, 第1章, 第3章およびAppendix, 第4章およびAppendix 1, 第5章およびAppendix, 第7章はそれぞれトランジスタ技術'90年4月号, 第2章は同'91年3月号, 第4章Appendix 2は'90年1月号, 第6章は同'89年10月号および11月号, 第8章は同'91年2月号から再編集しました。(編集部)

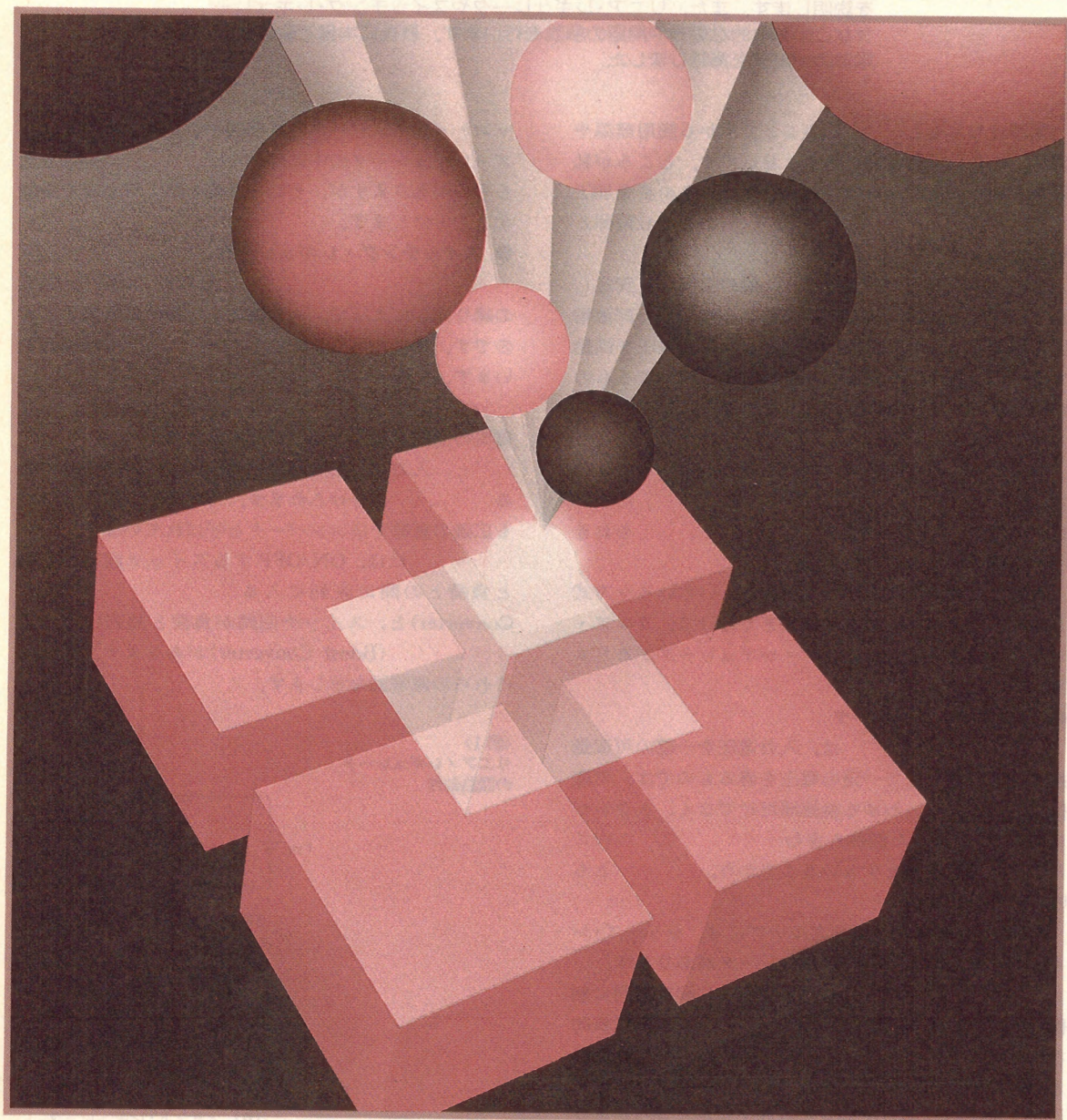
表紙デザイン/養原 圭介
本文イラスト/神崎真理子

特集 最新・電源回路設計技術のすべて

3端子レギュレータから共振型スイッチング電源まで

佐藤 守男

本書を読みながら、いろいろな電源回路の設計・製作ができるように構成されています。ちょっとした実験に使用する3端子レギュレータ回路にはじまり、スイッチング・レギュレータからさらに一歩進めて共振型電源まで、途中電源部品の使い方も含めて解説します。また、波形写真や動作解析により、それぞれの電源回路の原理をわかり易く示します。なお、本号はトランジスタ技術誌に掲載された記事に追加と修正を行い、後半に新しい章を加えたものです。



電源とはなんだろうか?…特集を始めるにあたって

電源の基礎知識・リニア方式とSW方式のちがい

ここでは、これから製作するいろいろな電源について、その種類と特徴を説明します。また、リニア・レギュレータやスイッチング・レギュレータなどの基本的な動作や用語の解説を行います。最後に本書で製作する電源の一覧表を掲載しました。

電源はもともと**電気**の源のことですから商用電源や電池、あるいは発電機をさすことばです。ところが私達はこれらの電源から供給される電気エネルギーを加工して**ふたたび他の機器に供給する装置**のことも電源と呼んでいます。

このような電源の種類には、一般の交流から安定した交流電圧を供給するもの、交流から安定した直流電圧を供給するもの、直流から安定した交流電圧を供給するもの、直流から安定した直流電圧を供給するものがあります。これらはいずれも身の周りで見つけることができます。

本書ではこれらの電源の中でもっとも用いることの多い「**交流から安定した直流電圧を供給する**」ための電源装置(レギュレータ)を**製作することに重点**をおきながら紹介することにします。

安定した直流電圧を得る方法には、いろいろな方式と回路があります。方式には大きく分けて、リニア・レギュレータとスイッチング・レギュレータがあります。

● リニア・レギュレータ

リニア・レギュレータは、入力電圧を一種の可変抵抗によって落として一定の電圧を得るものです。可変抵抗といってもいわゆる抵抗器だけでなく、トランジスタやICを使った回路も含む**等価的な可変抵抗**のことです。電圧を落とすということから、**ドロップ**とも呼ばれています。

リニア・レギュレータのグループには、シリーズ・レギュレータとシャント・レギュレータがあります。**シリーズ・レギュレータ**は入力と負荷との間に直列に制御回路を入れるもので、**3端子レギュレータ**が代表的な回路のひとつです。**シャント・レギュレータ**は負荷と並列に制御回路が入るものです。

図1(a)と(b)にそれぞれシリーズ・レギュレータとシ

ャント・レギュレータの原理図を示しました。シリーズ・レギュレータの中にはさらに**低損失型**に分類されるものがありますが、それらは追々第1章以降で説明することにします。

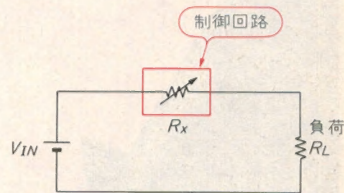
● スwitchング・レギュレータ

スイッチング・レギュレータは回路のONとOFFの繰り返しによって、入力電圧を定電圧に変換するものです。変換ということから**コンバータ**とも呼ばれています。

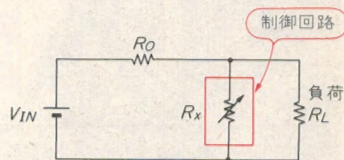
スイッチング・レギュレータのグループには、入力電流の全部または一部が負荷に流れる**非絶縁型のチョップ**と、入力側と出力側では電流のループが別個である**コンバータ**に分けられます。ただし、このチョップも広義の意味ではコンバータと呼ばれています。

チョップには、ON/OFFするスイッチ回路が入力と負荷との間に直列に入る**降圧型チョップ**(Buck Converter)と、スイッチ回路が負荷と並列に入る**昇圧型チョップ**(Boost Converter)があります。図2にそれらの原理図を示します。

〈図1〉
リニア・レギュレータ
の回路動作

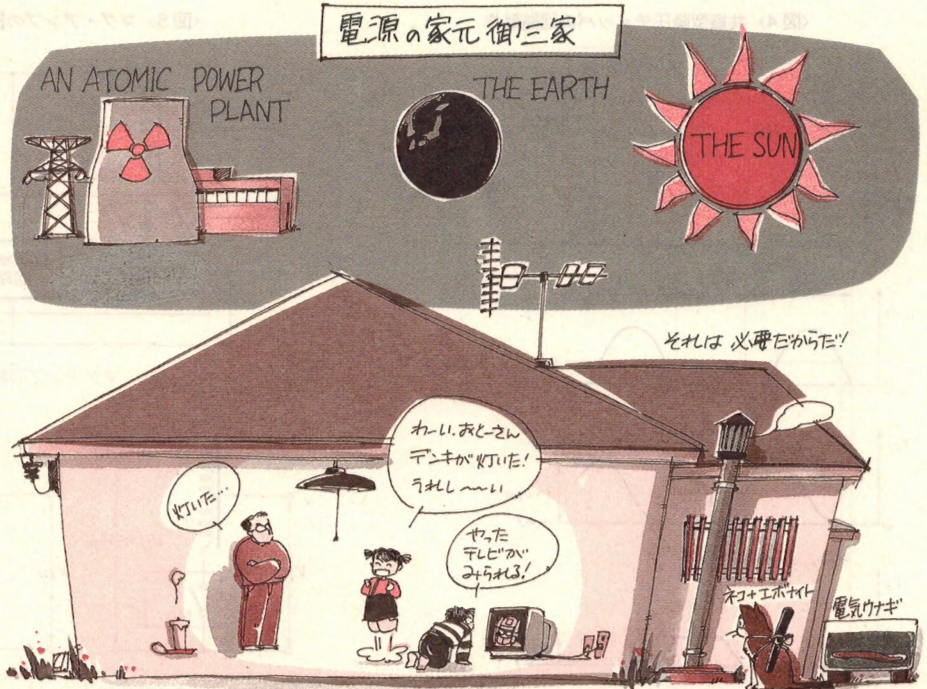


(a) シリーズ・レギュレータ



(b) シャント・レギュレータ

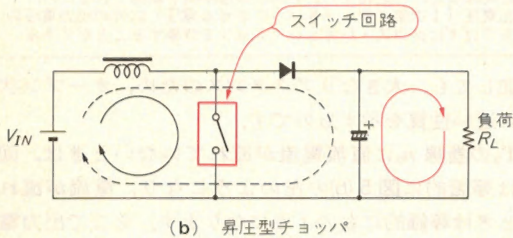
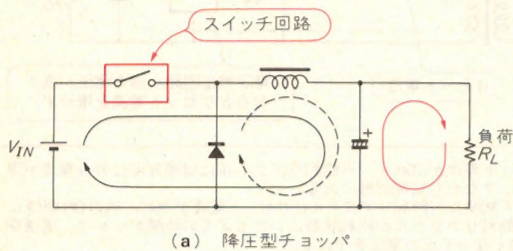
人はなぜ電源を作るのか



狭義の意味のコンバータには、入力側と出力側の電流ループが交互に起こる **フライバック・コンバータ** と、入力側と出力側の電流ループが同時に起こる **フォワード・カプルド・コンバータ** (略して FCC) があります。フライバック・コンバータのことを **ON/OFF コンバータ**、FCC のことを **ON/ON コンバータ** と呼ぶ場合もあります。

また、自励式フライバック・コンバータを **RCC**

〈図2〉 降圧型チョッパと昇圧型チョッパの回路動作 (電流ループ)



—— は ON 期間の電流
 ---- は OFF 期間の電流
 ——— は 負荷電流 (直流)

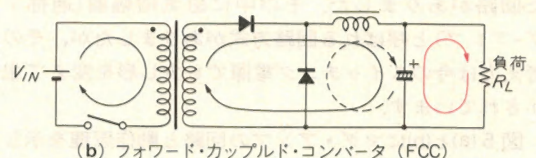
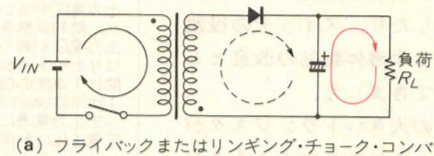
(Ringing Choke Converter または Reverse Coupled Converter の略) と呼ぶことがあります。図 3 (a) と (b) にフライバック方式とフォワード方式の原理図を示します。

スイッチングのほとんどは、電流がピークに達したときに切られるため、電流電圧波形に高調波成分が含まれており、**ノイズ** (雑音) の原因を作ります。

それに対して、電流がゼロになった瞬間に切るゼロ・クロス・スイッチング・タイプの **共振型コンバータ** はノイズ発生が抑えられる電源として期待され、すでに一部のメーカで製品化されています。

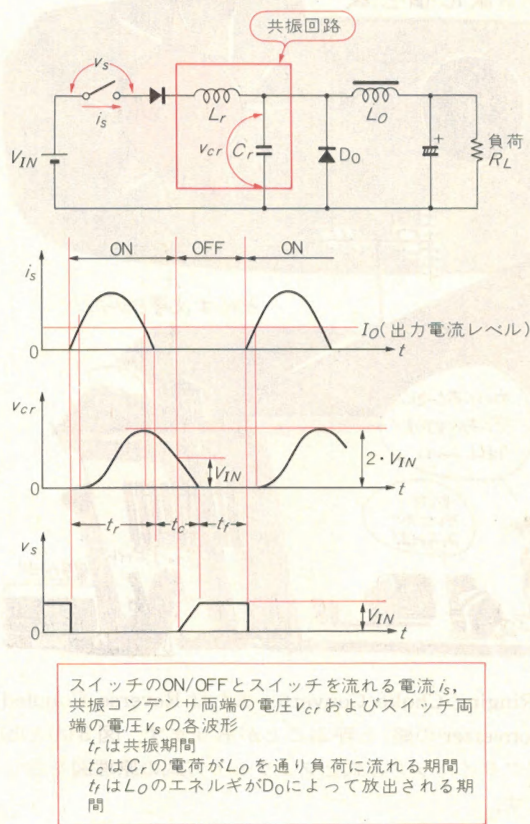
共振型コンバータは、降圧チョッパ、昇圧チョッパ、フライバック方式、フォワード方式の従来のどの回路

〈図3〉 スwitchング・レギュレータの回路動作 (電流ループ)



—— は ON 期間の電流
 ---- は OFF 期間の電流
 ——— は 負荷電流 (直流)

〈図4〉 共振型降圧チョップパの回路動作



にも応用ができます。また、従来の回路とは少し異なる**チューク・コンバータ**(ドクタ・チュークの考案によるコンバータ)のような共振型専用のコンバータも生まれています。

図4に降圧チョップパの共振型原理図とスイッチに流れる電流と電圧の変化のようすを示しました。

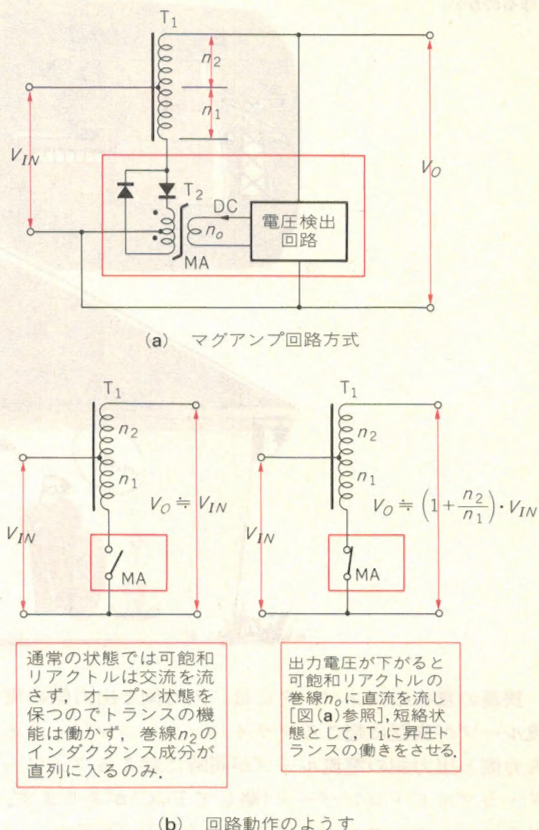
● 古くて新しい技術

以上のさまざまな電源は、可変抵抗の役割をしたり、スイッチの役割をしたりする半導体製品の改良とともに進歩してきました。

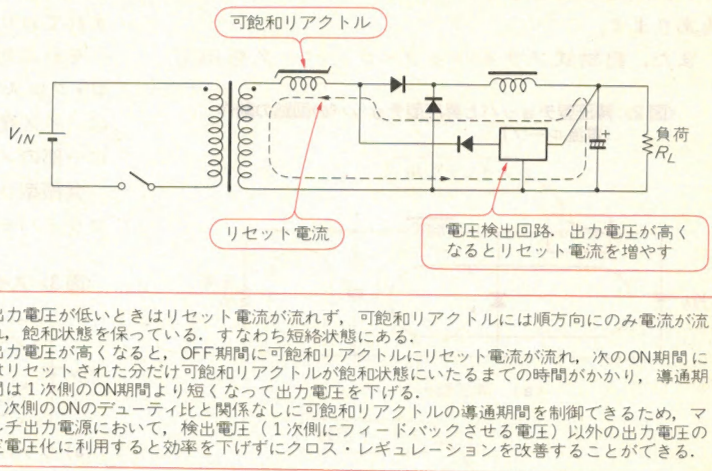
電容量の大きいトランジスタがない時代は、それなりにくふうされた回路がありました。その中に**磁気増幅器**(通称**マグ・アンプ**)と呼ばれる回路方式がありましたが、その考え方は今のスイッチング電源でも少し形を変えて生かされています。

図5(a)と(b)にマグ・アンプの回路と動作原理を示します。 T_1 は普通の単巻きのトランスです。 T_2 は可飽和リアクトルと呼ばれているトランスで、わずかな直流電流で飽和して短絡状態になりますが、交流電圧を

〈図5〉 マグ・アンプの回路と動作原理



〈図6〉 FCC方式のスイッチング・レギュレータにマグ・アンプを応用した例



印加しても、大きなリアクタンスのため、オープン状態に近い性質を示すものです。

T_2 の巻線 n_0 に直流電流が流れていないときは、回路は等価的に図5(b)の左のようになり、電流が流れたときは等価的に右のようになります。そこで出力電圧を検出して、巻線 n_0 に流す直流電流をコントロールし、定電圧を得ることができます。これとほぼ同じ考え方が図6に示したように、最近のスイッチング・

〈表 1〉 リニア・レギュレータとスイッチング・レギュレータ

	リニア・レギュレータ	スイッチング・レギュレータ
メリット	(1)ノイズが小さくどのような用途にも適用できる。 (2)設計製作が容易でだれにでも作れる。 (3)小さいパワーではスイッチング方式より安価にできる。	(1)軽くて小さいため生産性に優れており、またセットの重量を軽減できる。 (2)効率がよく100V~240VのAC入力のカバーする設計が可能。 (3)大きいパワーではリニア方式より安価にできる。
デメリット	(1)重くて大きいため生産性が悪く、またセットも重くなる。 (2)効率が低く、発熱量が大きい。	(1)ノイズが大きく適用できないセットもある。 (2)設計製作が複雑で、実験に際して伴う危険はリニア方式にくらべて一段と高い。

〈表 2〉 本書の案内板

	ディスクリート回路	ICを使用した回路
3端子レギュレータ	—	7805 5 V・1 A (p. 7) 7812 12 V・1 A (p. 8)
低損失 リニア・ レギュレータ	5 V・0.5 A (p. 54) 5 V・3 A (p. 29) 9 V・3 A (p. 36) 12 V・3 A (p. 36)	PQ05RF2 5 V・2 A (p. 41) STR9005 5 V・4 A (p. 41) LT1083 5 V・7.5 A (p. 42)
チョップパ型 スイッチング・ レギュレータ	5 V・3 A (p. 44)	YD205 5 V・2 A (p. 55) STK730C 5 V・5 A (p. 54) L4970 5 V・10 A (p. 55)
RCC方式 スイッチング・ レギュレータ	5 V・3 A (p. 60) 6 V・2.5 A (p. 62) 8 V・2 A 9 V・1.8 A 12 V・1.4 A 15 V・1.2 A 24 V・0.8 A 12 V・3 A (p. 87)	MA1020 12 V・2 A (p. 101) TDA4605 24 V・5 A (p. 105)
マグ・アンプによる FCC方式 スイッチング・ レギュレータ (100 kHz)		TMCU05 5 V・10 A (p. 110) V10RC
専用コントロール ICによる FCC方式スイ ッチング・レギ ュレータ (200 kHz)		μPC1099 5 V・10 A (p. 130)
共振チョップパ型 スイッチング・ レギュレータ	5 V・2 A (p. 143)	
専用コントロール ICによる共 振型スイッチ ング・レギュレータ		GP605 5 V・10 A (p. 157)

■ プリント・パターン掲載

ット、デメリットについて表 1 にまとめてみました。

表に示したようにリニア・レギュレータは効率が悪く発熱量も大きいのですが、その欠点を少しでも改善しようとした低損失リニア・レギュレータもあります。また、スイッチング・レギュレータは設計製作が複雑でノイズがなかなかとれないのですが、比較的シンプルでノイズの小さい自励式チョップパもあります。

これらのことも含めて、上に述べた電源の種類の中から製作しやすく、また原理のわかりやすいものを選び本書で紹介することにします。本書に出てくる電源の概略仕様を表 2 の案内板にまとめてみました。

電源を作りながら学ぶという人にはディスクリートによる回路を勧めます。また、即実用化をねらって作る人にはICが便利かもしれません。ただし、スイッチング・レギュレータ用ICはまだ3端子レギュレータほどは使いやすくなっていません。

3端子レギュレータはひとつの完成品に近いICですが、スイッチング・レギュレータ用のICは、開発したエンジニアの考え方や使われているパワー・スイッチング・デバイスの特性を理解したうえで使いこなさないと、よい結果が得られないことがあります。

初めて電源を作る人は3端子レギュレータを使うのがよいと思います。乗用車やトラックにトランシーバを付けて走っている人は低損失レギュレータかロー・ノイズのチョップパ型レギュレータを一度検討してみてください。

スイッチング・レギュレータ(表 1 ではACライン電圧を直接整流してスイッチングするライン・オペレー

レギュレータの2次側定電圧回路にも応用されています。

● 一度作ってみよう

電源の方式と回路について述べてきましたが、リニア・レギュレータとスイッチング・レギュレータのメリ

ト型を指す)に挑戦したいが、どのように検討したらよいか糸口がつかめない人は、5 V・3 AのRCC方式のスイッチング・レギュレータから入るのがよいと思います。表 2 の中の気に入ったところから始めてみてください。

リニア電源の基本と整流回路をマスターしよう

3端子レギュレータ回路の設計と製作

3端子レギュレータは皆さんもよく使うICのひとつでしょう。ここでは、理屈をぬきにしてまず実験してみることにしました。後半では、原理を追求したい人のために、このシリーズ・レギュレータの回路構成を紹介しました。

1 3端子レギュレータによる定電圧電源の製作

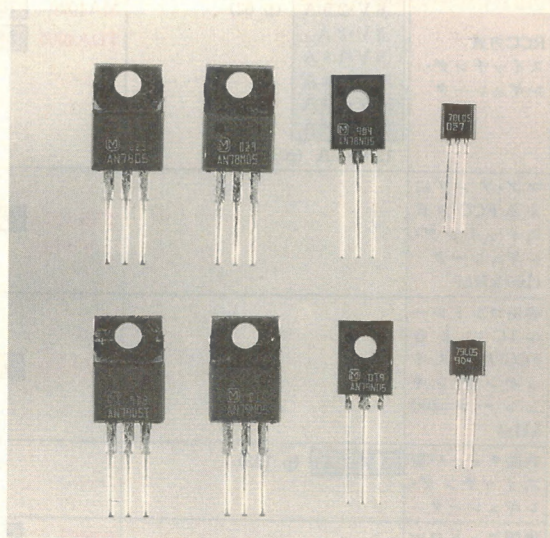
3端子レギュレータ(写真1)はもっとも使いやすいレギュレータのひとつです。表1は3端子レギュレータの一覧表です。3端子レギュレータのネーミングは、一般に正の出力電圧のICには78という数字を使い、負の出力電圧のICには79という数字を使っています。

また、出力電圧は05, 12といった電圧の値がそのまま数字で表されています。出力電流は78または79の後にくるアルファベットにより、Lは0.1A, Nは0.3A, Mは0.5A, なしが1.0Aと区別されています。

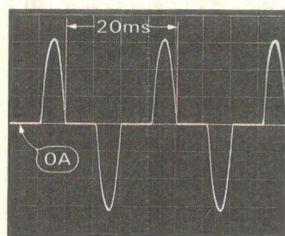
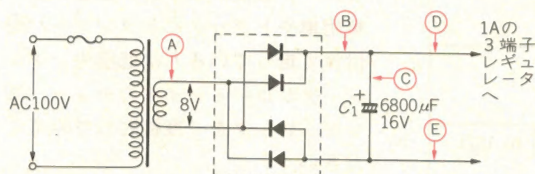
さらに正式な型名は78または79の前に、アルファベットおよびギリシャ文字でどのメーカ製かが識別できるようにになっています(例えば松下電子工業はANなど)。しかし、IC本体の捺印は78または79から始

まっていて、メーカ名はロゴ・マークで表示されているのが一般的です。

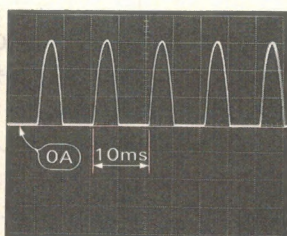
生産しているメーカの数やその生産規模から考える



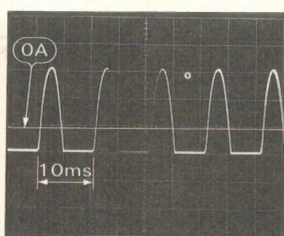
〈写真1〉3端子レギュレータの外観(松下電子工業)



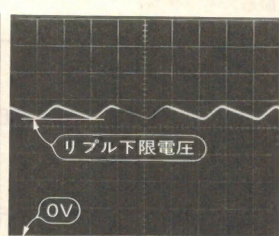
(a) A点の電流波形
(1 A/div, 5 ms/div)



(b) B点の電流波形
(1 A/div, 5 ms/div)



(c) C点の電流波形
(1 A/div, 5 ms/div)



(d) D-E間の電圧波形
(2 V/div, 5 ms/div)

〈写真2〉図1の回路の各部の波形

と、世の中にどれだけ多くの3端子レギュレータが出まわっているのか計り知れませんが、これだけ出まわっている3端子レギュレータですから、価格も秋葉原の店頭で、0.1Aのものが30円、0.5Aが40円、1.0Aが70円などと買いやすくなっています。

そこでまず、この安価なICを使って電源を作っ

I_o	V_o	正電圧	負電圧	パッケージ
0.1 A タイプ	4V	78L04	79L04	TO92
	5V	78L05	79L05	
	6V	78L06	79L06	
	7V	78L07	79L07	
	8V	78L08	79L08	
	9V	78L09	79L09	
	10V	78L10	79L10	
	12V	78L12	79L12	
	15V	78L15	79L15	
	18V	78L18	79L18	
	20V	78L20	79L20	
	24V	78L24	79L24	
0.3 A タイプ	4V	78N04	79N04	TO126
	5V	78N05	79N05	
	6V	78N06	79N06	
	7V	78N07	79N07	
	8V	78N08	79N08	
	9V	78N09	79N09	
	10V	78N10	79N10	
	12V	78N12	79N12	
	15V	78N15	79N15	
	18V	78N18	79N18	
	20V	78N20	79N20	
	24V	78N24	79N24	
0.5 A タイプ	5V	78M05	79M05	TO220
	6V	78M06	79M06	
	7V	78M07	79M07	
	8V	78M08	79M08	
	9V	78M09	79M09	
	10V	78M10	79M10	
	12V	78M12	79M12	
	15V	78M15	79M15	
	18V	78M18	79M18	
	20V	78M20	79M20	
	24V	78M24	79M24	
1 A タイプ	5V	7805	7905	TO220
	6V	7806	7906	
	7V	7807	7907	
	8V	7808	7908	
	9V	7809	7909	
	10V	7810	7910	
	12V	7812	7912	
	15V	7815	7915	
	18V	7818	7918	
	20V	7820	7920	
	24V	7824	7924	

〈表 1〉
3端子レギュレータ
の種類とパッケージ

みましょう。ここでは+5V・1Aの3端子レギュレータを使い、製作実験を行います。

設計と製作

● トランスと整流ブリッジの容量

5V・1Aの定電圧電源を作るために、図1に示すような回路を組み立ててみました。部品のおおのこの定格は適正でしょうか。

出力が1Aだから、トランスの2次容量は1Aでよいのではないかと、整流ブリッジも1Aでよいのではないかという疑問があつて当然です。しかし、確かに平均電流は整流ブリッジもトランス2次側も1Aですが、いずれも平均電流では容量を決めることができないのです。

トランス、整流ブリッジ、電解コンデンサに流れる電流の波形を写真2(a)~(c)に示しました。トランスや整流ブリッジの容量は、電流による発熱量からの制限で決められていますから、平均電流ではなく実効電流によって決める必要があります。電源を作る場合は、常に実効電流のことを頭に入れておくようにしてください。

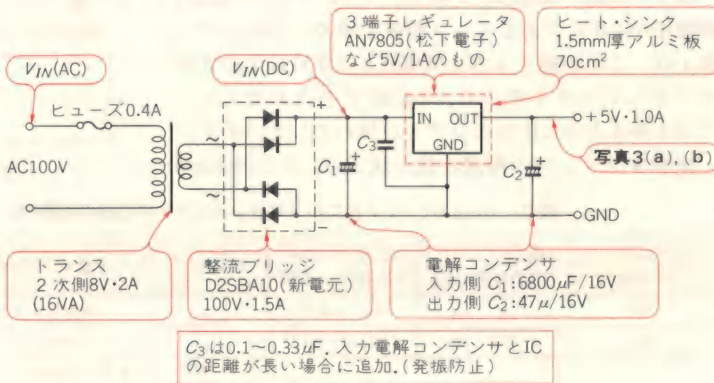
なお、実効電流と実効電圧の積をVA(ボルト・アンペア)の単位で表しますが、このVAは消費電力W(ワット)に対して、いつでも大きい値を示します。また、トランスの容量はVAで規定されています。

おおざっぱにいうと、トランスは2次側電流容量が平均電流の1.5~1.7倍のもの、整流ブリッジ(ダイオード)は定格電流が平均電流の1.2~1.5倍のものを選べばよいといえます。ここでトランスとダイオードでマージンが異なるのは、トランスの巻線抵抗がほぼ純抵抗であるのに対して、ダイオードは順方向ドロップ電圧と抵抗の合成になっているためです。

● リプル下限と電解コンデンサの関係

さて、電解コンデンサにも写真2(c)のような電流が流れています。したがって、コンデンサの等価直列

〈図 1〉 3端子レギュレータによる定電圧回路(5V・1A)



抵抗成分(Equivalent Series Resistance)による発熱が生じます。そのため、コンデンサの定格には**充放電電流の実効値の最大値(最大リプル電流値)**が規定されています。

しかし、3端子レギュレータのようなリニア・レギュレータでは、入力にトランスを介していることと、大容量電解コンデンサを用いることから問題になることはまずありません。それよりも、**コンデンサ両端のリプル電圧の下限が、3端子レギュレータの最小入力電圧値を上まわっているかどうか**が大切な問題です。

電解コンデンサ両端、D-E間の電圧は**写真2(d)**に示したようなリプル成分をもつ波形となります。コンデンサ C_1 の容量が大きいほど、リプル電圧の下限は上がります。この下限値が3端子レギュレータの最小入力電圧より下まわると、3端子レギュレータの出力に**写真3(a)**のような**リプル電圧**が現れます。

一般に3端子レギュレータの**入出力間の最低必要電圧の代表値は2.0V**ですから、5V出力の3端子レギュレータの場合、リプル下限値は7.0V以上が必要です。

また、入力AC電圧の変動範囲を90~110Vとすると、**AC 90Vのときにリプル下限電圧が7.0Vをクリア**していることが必要です。

ところで、3端子レギュレータの入出力間の最低必要電圧は代表値(typ値)で2.0Vとなっていますが、厳密な設計を行う場合には代表値ではなく**最大値を用いる必要があります**。

最大値を保証しているスペックを見ると**2.5V**または**3.0V**となっています。これらの最大値に対して設計した場合のトランスの2次電圧は当然変わってくるわけですが、標準品として販売されているトランスの2次側電圧は6V、8V、10V、12Vという値になっているものが多く、+5Vを3端子レギュレータによって得るためには、**8V端子がよく使われています**。

しかし、3端子レギュレータの入出力間電圧が2.5Vまたは3.0Vの場合には、トランス2次側も**8.5Vまたは9.0Vが必要**となります。

図1の回路の定数は、3端子レギュレータの入出力間電圧が2.0Vであるという前提で決めたものです。例えば、この回路で入出力間電圧が2.0V以上の3端子レギュレータを使うと、AC 90Vの入力で1Aの出力を得るときに出力にリプルが現れてしまいます。

電解コンデンサの最適容量の決定は、O.H.Schade

のグラフやコンピュータ・シミュレーションで求めるのも効果的な方法ですが、実際に最適かどうかは**実験による確認が必要です**。

ごく近似的に求めるのであれば第2章で紹介する(4)式と(5)式を用いるのがもっとも手取り早い方法といえます。

リプル下限は電解コンデンサの値とトランス2次電圧によって決まりますので、互いに関連して求めます。電解コンデンサの容量を上げてても効果がない場合は、**トランス2次電圧を上げるしかありませんが、2次電圧を上げたら再度電解コンデンサの値を下げ、リプル下限が7.0Vになるように調整**することが必要です。

● 3端子レギュレータとヒート・シンク

次に3端子レギュレータですが、出力1.0Aを得るのに1.0A仕様のものでよいかどうか迷う必要は、特殊な応用でない限りありません。マージンをみて、大きな出力仕様のものを使うというのは不要です。大事な点は、**ICの温度が規格内に収まるようにヒート・シンクのサイズを決める**ことです。

ほとんどの3端子レギュレータは熱しゃ断回路をもっていますので、1.0A以下で使っていても、ヒート・シンクが小さいと発熱し、出力がストップすることがあります。

3端子レギュレータの発熱は、AC入力が最大で出力電流も最大のときに最大となり、その損失は**3端子レギュレータの入出力間電圧と出力電流の積**となります。図1の回路では損失が5~6Wになりますので、70cm²の1.5mm厚アルミ板が必要です。

なお、ヒート・シンクのサイズについては第3章の**低損失リニア・レギュレータの製作で詳しく解説**しますので参照してください。

● 12V出力の3端子レギュレータ

今まで、5V出力の3端子レギュレータ7805について説明しましたが、表1に示したとおり、3端子レギュレータには多くの種類があります。そこで、**アナログ回路によく用いられる+12V・1Aの例**についても実験しました。

表2に、実験で得られた7805と7812を使用した**電源回路の定数**をまとめておきます。

電源回路の測定法

ここでは製作した電源を実験し、定数が適している

〈表2〉5V出力と12V出力の3端子レギュレータ回路の定数のまとめ(入出力間電圧が2Vのとき)

3端子レギュレータの型名	3端子レギュレータの出力電流と電圧	ACトランスの2次電圧と電流	整流ブリッジ	平滑コンデンサ C_1	出力コンデンサ C_2	ヒート・シンク(アルミ板)	効率
7805	+5V・1A	8V・2A*1	D2SBA10	6800 μ F/16V	47 μ F/16V	70cm ² , 1.5mm厚	33%
7812	+12V・1A	13.5V*2・2A*1		4700 μ F/25V		150cm ² , 1.5mm厚	47%

* 1: 1.7A以上あればよい。 * 2: 1次側110V, 2次側15Vにしてもよい。

かどうか測定する方法を紹介します。

図1のような回路であれば、出力電圧の測定とヒート・シンクの温度を**手で触れてみる**(アルミ板を指で3秒間さわっていることができる)ときの温度が約50℃、ただしこれは参考程度)だけでよいかもしれませんが、電流が増えた場合や使用環境が厳しい条件の場合には、それなりの実験と測定ができるように準備をする必要があります。

図2に、リニア・レギュレータやチョップパ型レギュレータのように、**ACトランスを使用するレギュレータの実験や測定に必要なもの**を示します。

デジタル・マルチメータ(DMM)は、なるべく**真の実効値**を測定できるタイプがよいでしょう。

試作したリニア・レギュレータを測定するときには、次のような項目や手順で行います。

● 入力変動〔ライン・レギュレーション、図3(a)〕

負荷電流を一定にした状態でAC電圧を85Vから115Vまで変化させて、出力電圧を測定します。負荷電流として、最小値(通常はゼロ)、最大値およびセッ

トの代表的な負荷電流を選びます。測定し終わったデータをグラフにします。

● 負荷変動〔ロード・レギュレーション、図3(b)〕

AC入力電圧を一定にした状態で、負荷電流を最小値から最大値の1.05倍まで変化させて、出力電圧を測定します。AC電圧として、90V、100V、110Vを選びます。測定し終わったデータはグラフにします。

● 出力リプル電圧〔図3(c)〕

AC入力電圧を90Vにセットし、出力電流を最大にしたときの出力電圧の波形をオシロスコープにより観測します。ACリプルが見られる場合は、整流平滑コンデンサの容量が不足しているか、またはトランスの2次電圧が不足しています。

さらに、AC入力電圧と出力電流を変化させてみて**異常発振**がないかをチェックします。3端子レギュレータ内のエラー・アンプのゲインが高い場合は、リニア・レギュレータでも**写真3(b)**のような波形の発振を起こすことがあります。

オシロスコープがない場合は、**DMMをAC電圧レ**

放熱用シリコン・グリース

シリコン・グリース(Silicone grease)は、パワー・トランジスタをヒート・シンクに取り付けるときに両方の接触面にある凸凹を埋める働きをして、**接触熱抵抗を大幅に低減**します。

低減率は接触面のあらさや、取り付ける際のねじの締め付けぐあいにより変わりますが、シリコン・グリースを使わないときの接触熱抵抗の値を1とすると、およそ**0.6~0.7**に下げることができます。

シリコン・グリースは日本でも数社から発売されていますが、購入する場合はまず、**放熱用**のシリコン・グリースであることを確認する必要があります。

また、放熱用シリコン・グリースの中にもハーメチック・シールされたパッケージにのみ使用可能なものと、プラスチック・パッケージにも使えるものがありますので、**必ずプラスチック・パッケージに使えるものを指定**してください。

プラスチック・パッケージの場合、リード線とプラスチック・ボディの境目や、フレームとプラスチック・ボディの境目から、**水やオイルが浸透し**、トランジスタ・チップにまで達しますので、シリコン・グリースに含まれている**シリコン・オイル**もトランジスタ・チップにまで達することを考慮する必要があります。

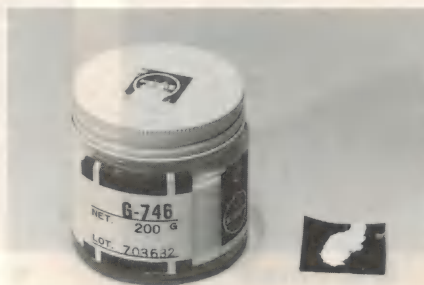
トランジスタ・チップの表面には、浸透してくる

水に対してチップを守るためにジャンクション・コーティング・レジン(JCR)が塗布されています。また、ハイブリッドICのなかにはシリコン・ラバーで保護されているものもあります。

ところが、これらの本来チップを保護する**樹脂が浸透してくるシリコン・オイルと反応して膨潤**(ふやけること)を起こし、**インナ・リードやチップそのものにストレスを加え、最終的に破壊を起こす**ことがあります。膨潤を引き起こさないようにするには、半導体メーカーが推奨しているシリコン・グリースを選ぶことがもっとも安全な方法です。

例として、信越化学工業の**G746(写真A)**や東芝シリコンの**YG6260**などが、プラスチック・パッケージ用シリコン・グリースとして発売されています。

〈写真A〉
シリコン・グリース
G746



レンジにしてリプルの有無をチェックすることが出来ます。このときには、平滑コンデンサの容量不足か異常発振かをAC入力電圧を変えてみて見分けます。

● 温度上昇 [図3(d)]

AC入力電圧を110Vにセットし、出力電流を最大にします。温度計の熱電対をICの金属フレームにはんだ付けするか、またはシリコン・グリースを塗布して接触します。温度が飽和するまで通電を続けます。

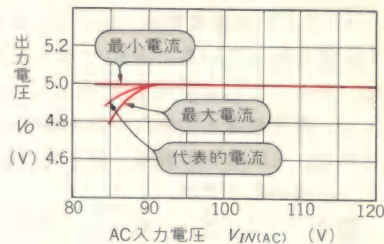
温度上昇の上限の目安は、周囲と熱平衡に達したときのICのケース温度と、測定中の周囲温度の差 ΔT_c に最大周囲温度(セット内なら50～60℃くらい)を加えた値が100℃以下となるように設定します。

● 効率 η [図3(e)]

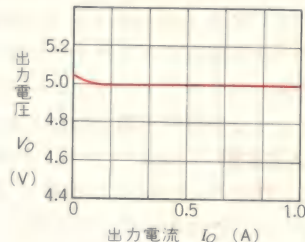
AC入力電圧を110Vにセットし、出力電流を最大にします。電力計をACトランスの前に接続して測定します。出力電力をAC入力電力で割った値が効率です。3端子レギュレータで5Vを得る電源の効率は、おおよそ30～35%の値となります。

電力計がない場合は、3端子レギュレータの入力電

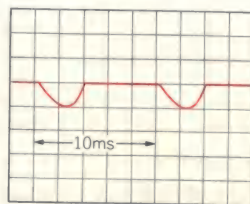
〈図3〉 3端子レギュレータを用いた電源回路の特性の測定



(a) 入力変動

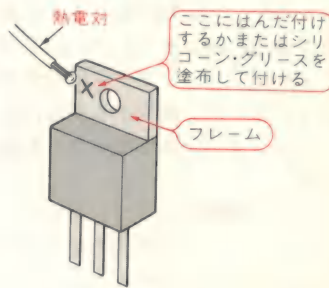


(b) 負荷変動

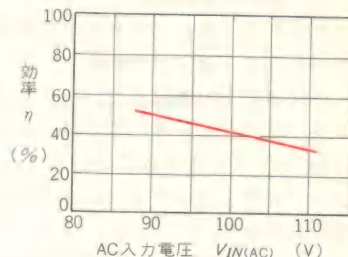


コンデンサ容量またはトランス2次電圧不足による出力リプル

(c) 出力リプル波形

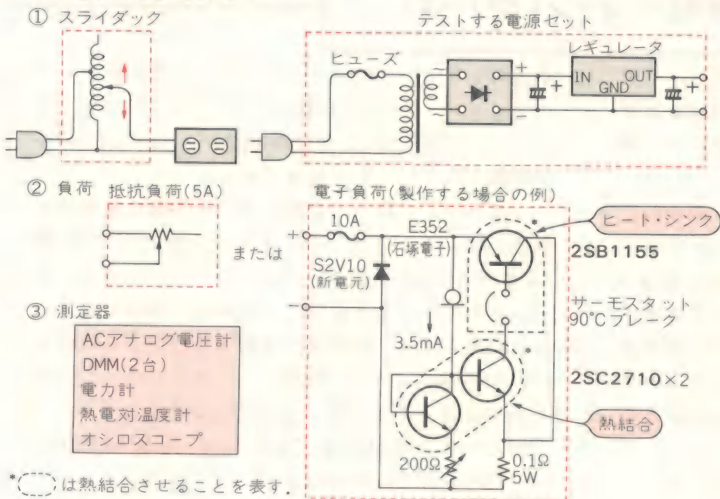


(d) 温度上昇の測定法

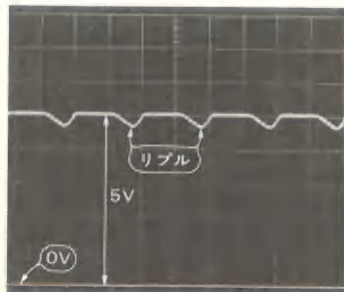


(e) 効率

〈図2〉 リニア・レギュレータやチョップ型レギュレータのようにACトランスを使う電源の測定に使うもの

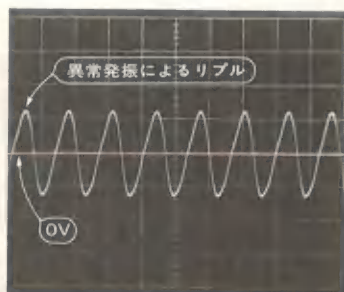


* は熱結合させることを表す。



(a) ACリプル波形

(1 V/div, 5 ms/div)



(b) 発振波形の例

(0.2 mV/div, 0.5 μs/div)

〈写真3〉 リプルのある出力の電圧波形

圧を測定します。出力電圧を入力電圧で割った値が、3端子レギュレータの効率になります。5Vの場合はおおよそ45～50％くらいの値を示します。

このようにして得たデータを評価して、改善すべきところを改善したら、再び同じ測定を行います。こうしてレギュレータの回路が定まります。

プリント基板のレイアウトを作るときには、ヒー

ト・シンクの熱が効果的に発散するように位置に気を付けます。また、入力コンデンサはサイズが大きくなりがちことから、ICと離さざるを得ない場合があります。その場合は、図1に示しているようにICの入力ピンとグラウンド・ピンの近くに0.1～0.33μFのコンデンサ(C_g)を発振防止のために追加します。

2 3端子レギュレータにみるリニア・レギュレータのしくみ

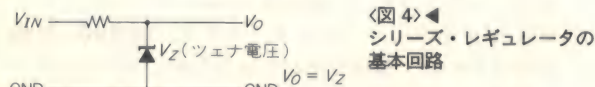
3端子レギュレータの78シリーズおよび79シリーズは、レギュレーションの精度と保護機能についてはほぼ完成した状態にあるといってもよいでしょう。

内部回路を見ると、どうしてここまで複雑になるのかと最初は思いますが、内部回路の構成がおのずとリニア・レギュレータの改良の歴史を語ってくれます。図4～図6を使って回路動作を追ってみます。

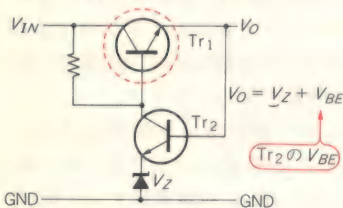
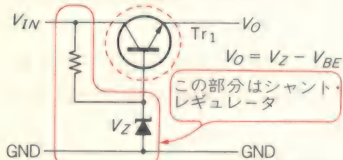
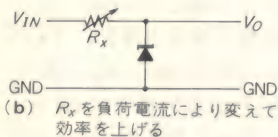
内部回路の動作をみる

● ツェナ・ダイオードで作る

図4(a)に、もっとも簡単なツェナ・ダイオードと抵抗によるレギュレータを示します。この方式はシャント・レギュレータと呼ばれ、負荷電流が10mA以下の回路に適しています。大きい負荷に不向きな理由は、



(a) いちばん簡単なシャント・レギュレータ



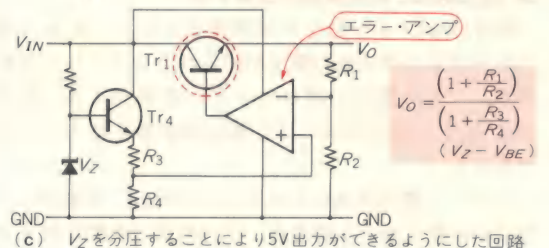
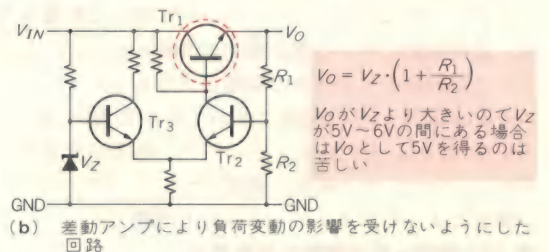
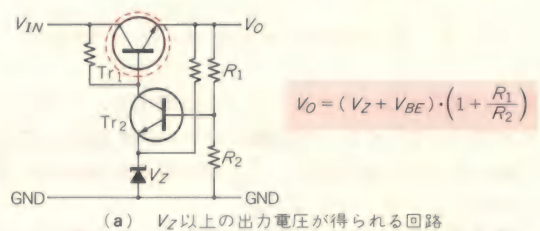
負荷電力と同じ電力容量のツェナ・ダイオードが必要だからです。

そこでシャント・レギュレータは、電源回路内の負荷電流が小さい基準電圧発生回路やスタート回路に使われています。

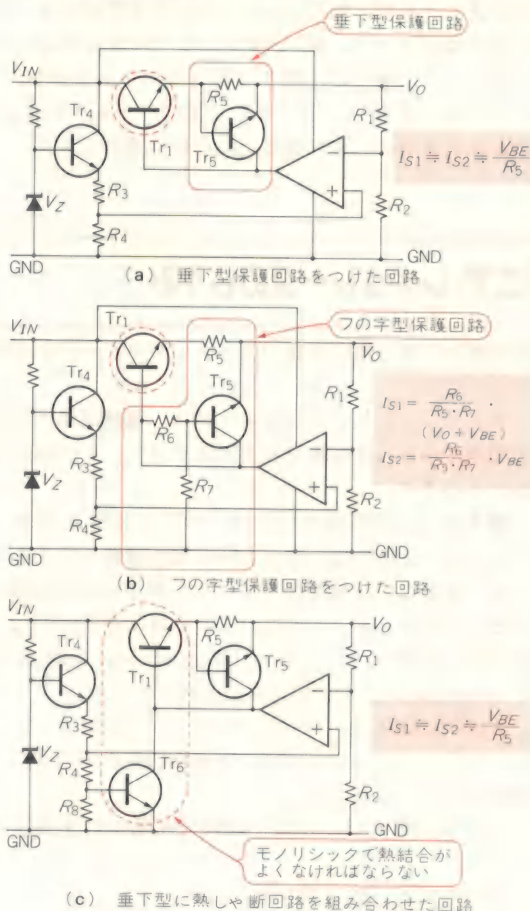
図4(b)は、負荷電流が小さいときに抵抗 R_x が大きくなるようにすれば、無負荷時の電力消費を抑えることができるという原理図です。その実際の回路は図4(c)となります。トランジスタ Tr_1 は負荷電流に応じて抵抗が変化しています(Transistorの語源はTransresistorからきているといわれている)。

この例に限らず、すべてのシリーズ・レギュレータのパワー・トランジスタは、可変抵抗器と同じような働きをしているのです。

しかし、図4(c)の方式では負荷変動に対する出力



〈図6〉 過電流保護回路と熱しゃ断回路をもつレギュレータ



電圧の精度が良くありません。その理由は、トランジスタのベース-エミッタ間電圧がコレクタ電流の増加と共に大きくなるために、**出力電圧が負荷電流の増加と共に少し下がる**からです。

図4(d)はこの欠点を補う回路です。出力電圧はトランジスタ Tr_1 のベース-エミッタ間電圧に影響されず、負荷変動に対する電圧精度が改善されます。しかし、この回路でもまだまだ問題があります。

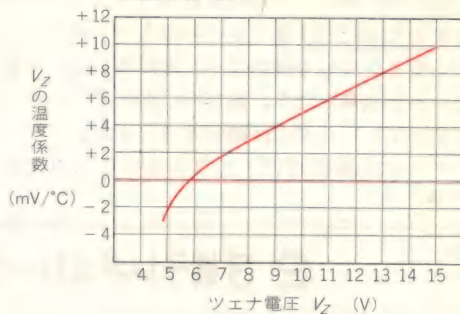
それは図4のどの回路においても出力電圧は**ツェナ電圧 V_Z** によって決まってしまう、電圧が変更られません。また、出力電圧の精度がツェナ・ダイオードの精度によって決まってしまうのも問題です。

● 出力範囲と負荷変動を改良する

図5(a)はツェナ電圧を基準電圧として、それ以上の電圧であれば任意の電圧が得られるようにした回路です。ツェナ電圧がばらついている場合には、 R_1 または R_2 を半固定抵抗にして電圧微調整を行うことができます。

しかし、電圧精度が上がるにしたがい、今度は入力電圧の変動に対する精度も、出力電流の変動に対する

〈図7〉 ツェナ・ダイオード ($\frac{1}{4}$ W クラス) の温度特性の例



精度も必要になってきます。

ところが、図5(a)の回路ではツェナ・ダイオードに流れる電流が、入力電圧および負荷電流の変動で変化するため、基準電圧であるツェナ電圧 V_Z が変化し、これらの変動に対する出力電圧の精度が十分ではありません。

図5(b)は、基準電圧源であるツェナ・ダイオードに流れる電流を抑えると同時に、負荷変動の影響を受けないよう差動アンプを採用した回路です。この回路により変動は低減されますが、出力電圧としてはツェナ電圧より高い電圧しか取り出せません。

一方、ツェナ・ダイオードは図7の温度特性例が示すように、ツェナ電圧 V_Z が5 V 以下の場合には負の温度係数を持ち、6 V 以上では正の温度係数を持っています。したがって、一般的に**5~6 V の V_Z のツェナ・ダイオード**が用いられます。すると、図5(b)の回路では5 V の出力電圧を得るのは少し苦しくなります。

図5(c)は基準電圧として、**ツェナ電圧を分圧**して使用することにより、5 V 出力を可能にしたものです。

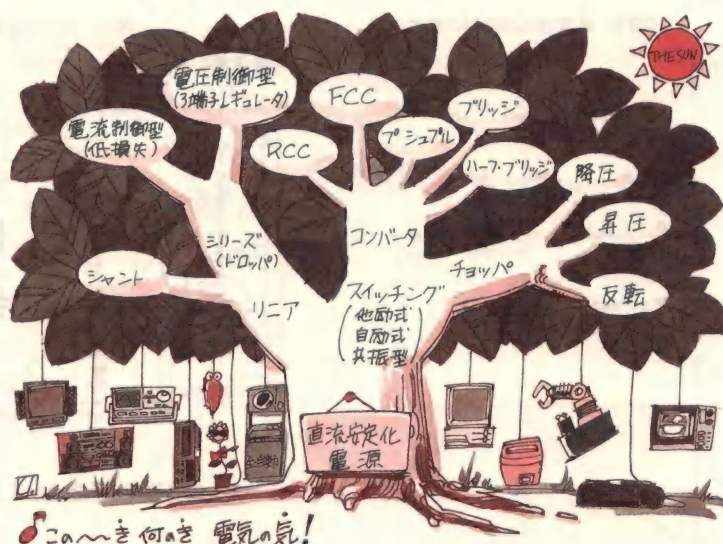
基準電圧の温度係数は、ツェナ電圧と Tr_4 のベース-エミッタ電圧双方の温度係数で決まります。 Tr_4 のベース-エミッタ間電圧 V_{BE} の温度係数は約 $-2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$ ですから、ツェナ電圧 V_Z の温度係数が**約 $+2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$** になるようなツェナ・ダイオードを選ぶ必要があります。

また、図のエラー・アンプのゲインを上げることで、出力電流が大きくなっても精度が落ちないようにすることができます。

● 保護回路でレギュレータを守る

図5(c)によって出力電圧精度と温度特性は共に改善されましたが、レギュレータとしてはまだ不十分な点があります。それは**過電流や負荷短絡の保護**や、**過熱による破壊に対する保護**がないからです。

図6(a)は、図5(c)に**垂下型過電流保護回路**を付けたところ。垂下型とは図8(a)に示すように、電流がある値 I_{S1} より大きくなるとほぼ垂直に近い形で電圧が下がり、下がりきってゼロになる電流 I_{S2} が、



I_{S1} より少し大きい位置にあるものをいいます。

図6(a)の回路の場合は、出力電流によって R_E 両端の電圧がトランジスタ Tr_2 の V_{BE} 以上になるときから垂下が始まります。この垂下型保護により、パワー・トランジスタ Tr_1 は過電流による破壊から保護されます。

しかし、それでもほぼ一定の過電流が流れ続けた場合は、パワー・トランジスタは発熱によって破壊される場合があります。

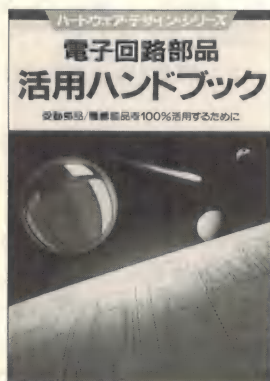
図6(b)は垂下型とは異なるフの字型の特性をもつ過電流保護回路を付けたところです。フの字型の特性は、図8(b)に示すように、電流がある値 I_{S1} に達して出力電圧 V_o が下がり始めると出力電流 I_o も同時に下がり、電圧が下がりきってゼロになるときの電流 I_{S2} が I_{S1} より小さい位置にくるものをいいます。図6(b)の場合は、出力電流が図の I_{S1} の値になると出力電圧

と電流の両方が下がり始めます。

この I_{S1} を引き込み電流またはフォールドバック・カレント (Foldback current) と呼びます。電圧がゼロになっても I_{S2} だけ電流が残ります。この I_{S2} を短絡電流またはショート・カレントと呼びます。このフの字型過電流保護により、パワー・トランジスタは過電流と熱破壊の両方から保護されます。

さて、図6(b)は保護機能としては満足できる回路なのですが、短絡状態でも熱破壊しないように I_{S2} を小さい値に選ぶため、出力にごく小さな定電流負荷があっても電源が立ち上がらないという問題があります。これは、図8(c)に示すように、 I_{S1} と I_{S2} の間の定電流負荷が接続されると、出力電圧の立ち上がり途中でストップしてしまうからです。また、 I_{S1} が温度に影響されることもヒート・シンクを設計する際に考えなければなりません。

電子回路部品の基礎から応用までのノウハウ集!!



電子回路部品活用ハンドブック

— ハードウェア・デザイン・シリーズ ① —

2色刷

トランジスタ技術編集部 編

B5判 288頁 定価1,850円(税込み)

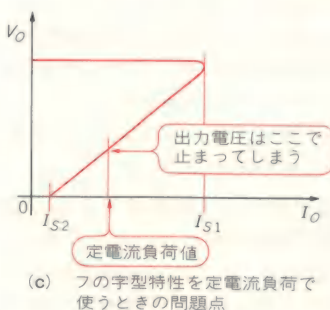
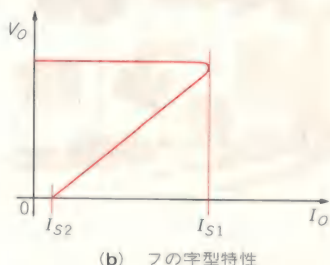
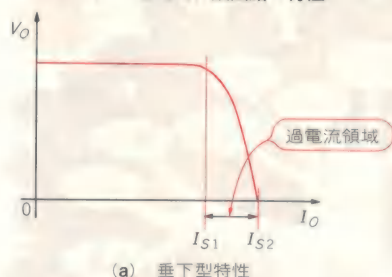
優れたシステムを作るには、受動部品/機構部品などを適切に使うことが重要です。その使い方一つで、システムの性能が左右される場合もあります。本書では、だれもが知りたいと思っている電子回路部品のキー・ポイントを詳解します。

好評発売中!

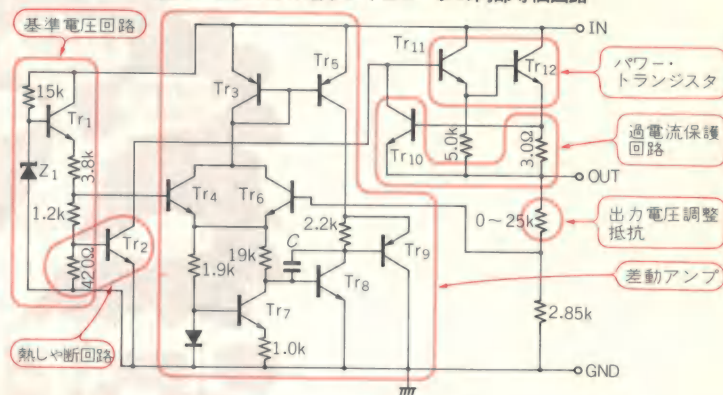
CQ出版社

〒170 東京都豊島区巢鴨1-14-2

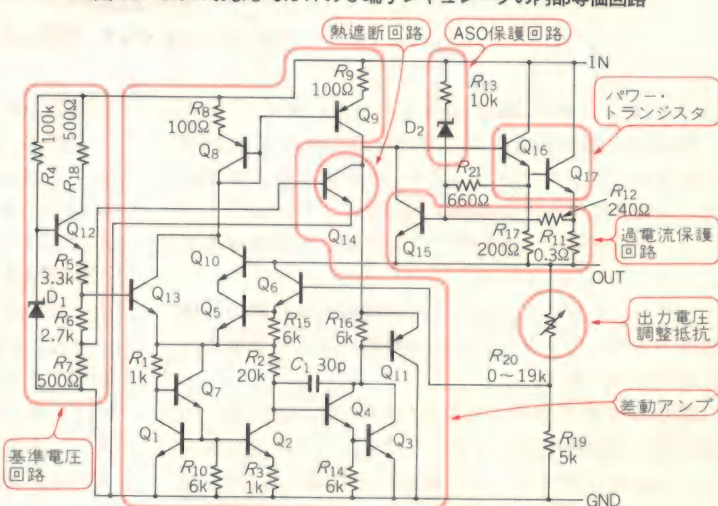
〈図 8〉 過電流保護回路の特性



〈図 9〉 0.1 A の 3 端子レギュレータの内部等価回路



〈図 10〉 0.5 A および 0.1 A の 3 端子レギュレータの内部等価回路



● 熱しゃ断回路を追加する

図 6(c)は、垂下型過電流保護回路に熱しゃ断回路を組み合わせた回路です。

こうしておけば、負荷短絡によって過熱しても、ある温度で回路がしゃ断し保護できます。R₈の両端はTr₆のV_{BE}より低い電圧に設定しますが、負荷短絡などによりパワー・トランジスタTr₁の温度が上昇したときに、V_{BE}は1℃当たり約2 mVの割合で下がるため、ある温度でTr₆はON状態となり出力をストップさせます。

ただし、短絡時におけるパワー・トランジスタ・チップの温度は数msの間に急激に上昇するため、Tr₆はパワー・トランジスタと同じシリコン・チップの中にないと効果がありません。したがって、熱しゃ断回路はモノリシックICの場合にのみ付けられているのが現状です。

図 6(c)はほぼ実際の3端子レギュレータの回路に近いといえます。

3 端子レギュレータの内部動作

● 内部等価回路を見てみよう

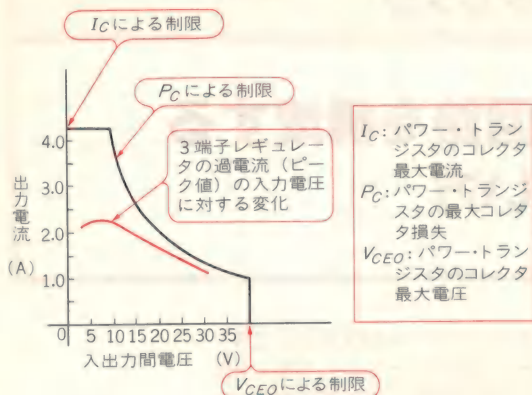
ここで、実際の3端子レギュレータの回路と比較してみます。図9は0.1 Aタイプの内部等価回路です。図中にパワー・トランジスタ、基準電圧、差動アンプ、過電流保護、熱しゃ断の各回路を示しました。パワー・トランジスタはダーリントン構造となっています。

● ASO 保護回路とは

図10は0.5 Aおよび1.0 Aタイプの内部等価回路です。0.1 Aタイプと異なる点は^{エイ・エス・オー}ASO（安全動作領域）保護回路が付いている点です。

ASO保護がなぜ必要になるのでしょうか。それは図6の回路はディスクリートで構成されているため、過電流保護トランジスタTr₆はそれほど温度変化しませんが、実際の3端子レギュレータはモノリシック（同じシリコン・チップの中にすべての素子がある）ですから、Tr₆の温度はパワー・トランジスタTr₁とほぼ

〈図 11〉 3 端子レギュレータの内部パワー・トランジスタの ASO の概念図



・図はわかりやすく描いたもので実際の 3 端子レギュレータの ASO とは異なる

同じ変化をするからです。

そのため、1.0 A タイプの 3 端子レギュレータの場合では、25 °C における検出電流を 2.2 A という大きな値に設定し、温度が最大に達しても 1.0 A が確保できるようになっています。ところが、入力電圧が高い状態で 2.2 A もの電流が流れると、熱しゃ断回路が働き出す前にパワー・トランジスタのジャンクション温度が急上昇し、破壊してしまうことがあります。この破壊が 3 端子レギュレータの **ASO 破壊** です。

これを図 11 によって説明します。内部のパワー・トランジスタの安全動作領域 ASO は、基本的にはコレクタ損失 P_c によって制限を受けます。また、 I_c および V_{ceo} によっても制限を受けます。さらに図には示していませんが、2 次破壊領域 (S/B) による制限も受けます。

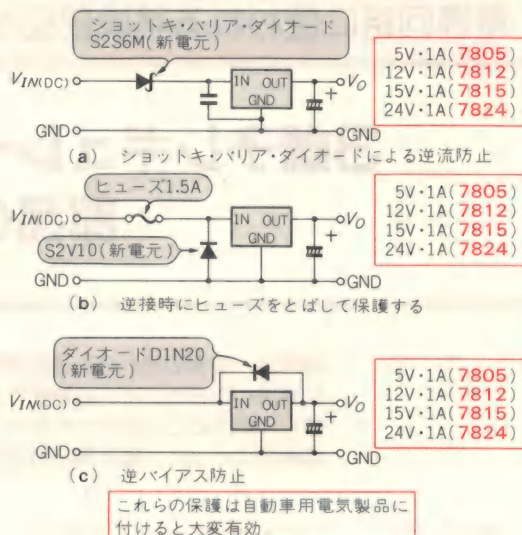
コレクタ損失 P_c による制限は、 $V_{ce} \times I_c = \text{一定の曲線の内側}$ になります。図では、入出力間電圧が 5 ~ 10 V 付近で 3 A 近く流れても問題ありませんが、20 V 以上では 2 A 流れても ASO の外側に出てしまいます。

ここで、もう一度、図 10 の 3 端子レギュレータ等価回路の ASO 保護回路をみてください。

この回路は、入力端子から抵抗 R_{13} とツェナ・ダイオード D_2 を経て過電流保護トランジスタ Q_{15} のベースに接続されています。入力電圧がツェナ電圧 + 出力電圧を超えると、過電流保護トランジスタのベース抵抗 R_{12} に少し余計な電流が流れ、より低い出力電流値で過電流保護トランジスタが働くようになります。

過電流保護が働き始めて出力電圧が下がると入出力

〈図 12〉 3 端子レギュレータの外付け保護回路



間電圧が大きくなって、ツェナ・ダイオードを流れる電流が増加し、ますます低い過電流で過電流保護トランジスタが働くようになります。これは一種のフ字のような過電流保護特性にみえます。

しかし、**通常入力電圧では垂下型**の保護特性です。

● 3 端子レギュレータに外付け保護回路をつける

3 端子レギュレータの現在の回路は完成に近いといいましたが、弱点はまだあります。それらは、

- (1) 逆接続の保護回路がないため、入力側の (+) と (-) を逆にして接続すると壊れる。
- (2) 逆バイアス保護回路がないため、出力端子の電圧が入力端子の電圧よりある値以上高くなると壊れてしまう (これは入力側がショートしたときに起こる)。
- (3) 入出力間電圧が大きい。

などなどです。

(1) と (2) は必要に応じて、図 12 (a) ~ (c) のようにして外付け部品で対策できます。

これらの保護回路は、電気系統が他人の手で修理されたり改造されたりすることの多い**自動車の制御回路**に用いたり、あるいは**装備する電気製品 (カー・ステレオなど)**に付けておくと、バッテリーの逆接続やショートなどの事故に対して有効に働いてくれます。

(3) については新しいコンセプトによる回路に頼らざるを得ません。そのコンセプトは第 3 章で紹介する低損失リニア・レギュレータということになります。

電源回路に使われる基礎部品をマスターしよう

3端子レギュレータ回路を構成する
部品の使い方

電源は、感電の恐れのある危険な電圧を扱い、パワー・ロスによって常に高温にさらされている装置です。そのため部品のひとつひとつを丁寧に選ぶことが要求されます。ここでは、電源のもっとも基本的な構成を例にとって、基礎部品の選び方や使い方を解説します。

3端子レギュレータ IC を使用した **リニア電源** のもっとも基本的な回路例を図 1 に示します。回路は **ヒューズ**、**AC トランス**、**ブリッジ・ダイオード**、**電解コンデンサ**、**3端子レギュレータ** から構成されています。また、回路素子ではありませんが、3端子レギュレータに **放熱板(ヒート・シンク)** が付けられています。
● 3端子レギュレータによる定電圧直流電源を構成する部品

回路中の部品の働きを簡単に説明します。図 2 と図 3 も参照してください。

ヒューズ は、AC 入力から 3端子レギュレータの入力端子までの間で起きる短絡事故に対して、AC ラインに **過電流** が流れたり、AC トランスの巻線の **温度が異常に高くなる** のを防ぎます。短絡や短絡に近い状態が生じたときには **ヒューズが溶断** して回路を保護します。

AC トランスは AC ラインから **絶縁された電圧** を取り出し、必要な **直流電圧** をもっとも効率よく引き出すための交流電圧に変える働きをします。

ブリッジ・ダイオード は **交流を全波整流** する素子です。整流とは両方向に流れる電流を一方に整える、すなわち **流れを整える** 意味であって交流を直流にする

という意味だけではありません。例えば、直流入力に対して 2 本の線のうちどちらにプラスがくるかわからないような場合にもブリッジ・ダイオードを通せば、**プラス出力にはかならずプラスがきます**。

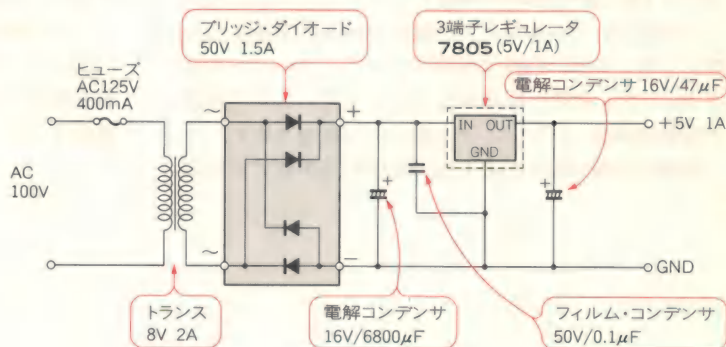
電解コンデンサは整流された **波形を平滑** する働きをします。平滑とは全波整流された **脈流を平らに滑らかにする** という意味です。コンデンサ容量が大きいほど波形はフラットに近づきます。電解コンデンサは、大容量でも小型で安価に作れるので平滑コンデンサに向いています。ただし、**高温環境で用いると寿命が短い** という弱点もあります。

3端子レギュレータは、**整流平滑された直流電圧を一定電圧に定電圧制御** する働きをします。ただし入力電圧が出力電圧より少し高くなければ定電圧にすることができません。3端子レギュレータには **過電流保護回路** と **熱遮断回路** が組み込まれており、出力端子と負荷の間で生じる短絡や過電流から 3端子レギュレータ自身を保護しています。

3端子レギュレータの入力端子と出力端子に付けられているコンデンサは、それぞれ **発振防止用** と **過渡応答特性改善用** です。

ヒート・シンク は **発熱する部品の温度と周囲温度の**

〈図 1〉
3端子レギュレータによる
定電圧直流電源 5V・1A



差を小さくするための部品です。シンクは英語では sink(沈める、引き込む)と書きます。

各部品の回路中での働きを簡単に説明しましたが、つぎに個々の部品の規格や使い方を解説します。

ヒューズ

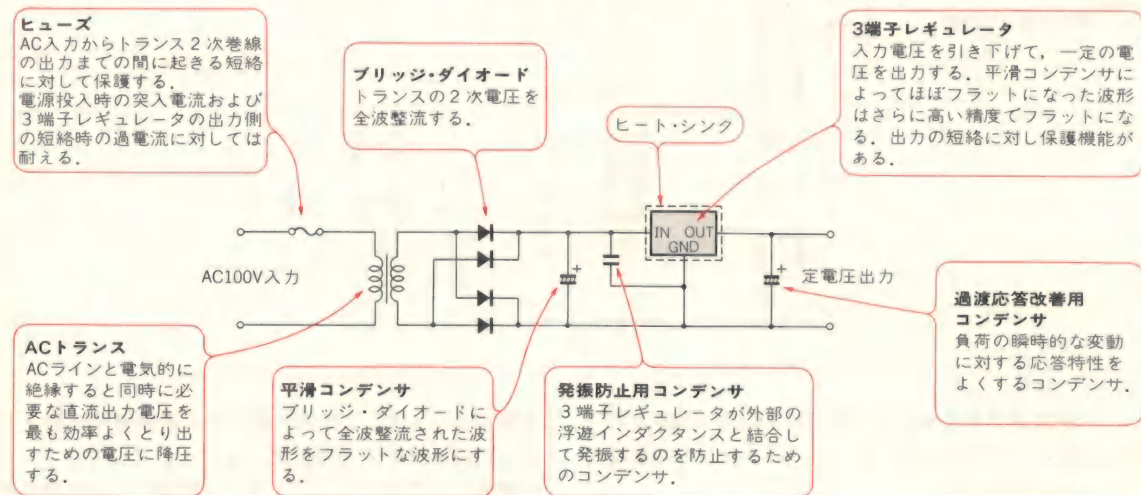
ヒューズは定格電流以下で使用している場合にはいつまでも丈夫で長持ちし、定格電流以上ではなるべく切れやすいものが要求されます。また、突入電流が流れる電源用 AC ヒューズの場合は、繰り返し流れるサ

ージ電流に対して劣化しないものが要求されます。

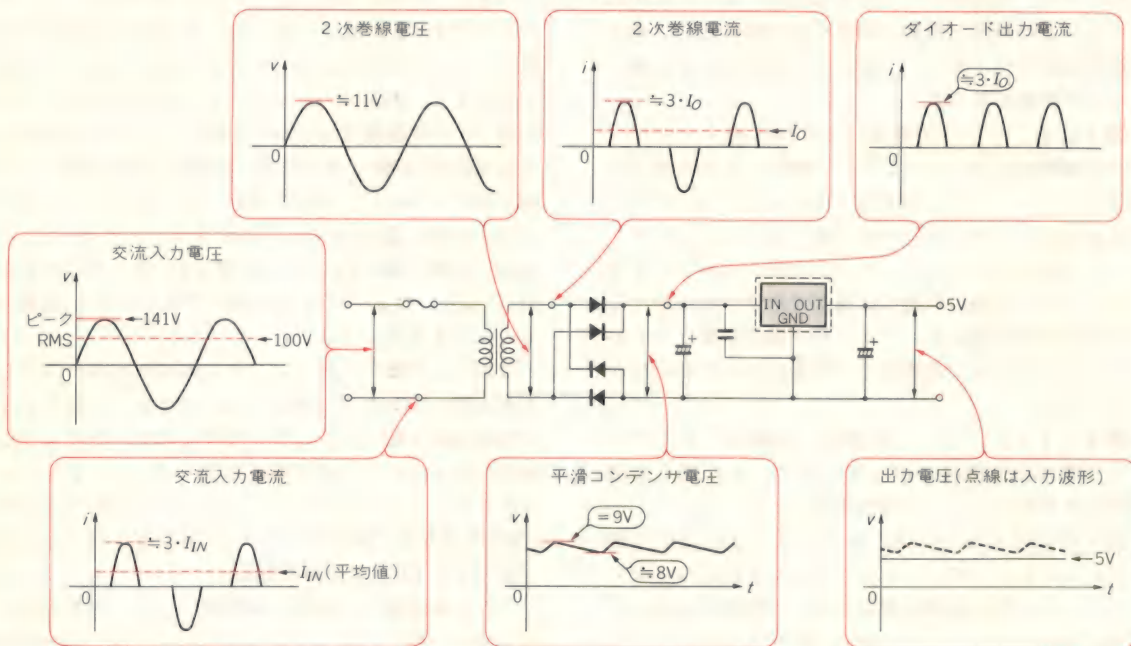
一方、ヒューズの通電容量は定格電流の 110%(電取 A 種)とか 130%(電取 B 種)と規格が定められています。しかし国によって、またはヒューズの種類によって、100%と定めていたり、150%と定めていたりしています。これら規格の定め方は、ヒューズ本来の役割である切れやすさに重点をおくか、または丈夫で長持ちするという耐久性に重点をおくかでも異なってきます。

おおよざですが UL(米国)、CSA(カナダ)は前者、欧州各国の規格と IEC は後者、電取はそれらの中間

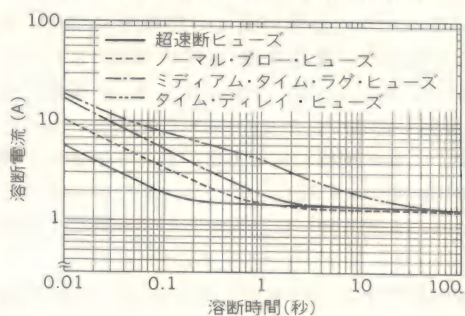
〈図 2〉 各部品の働き



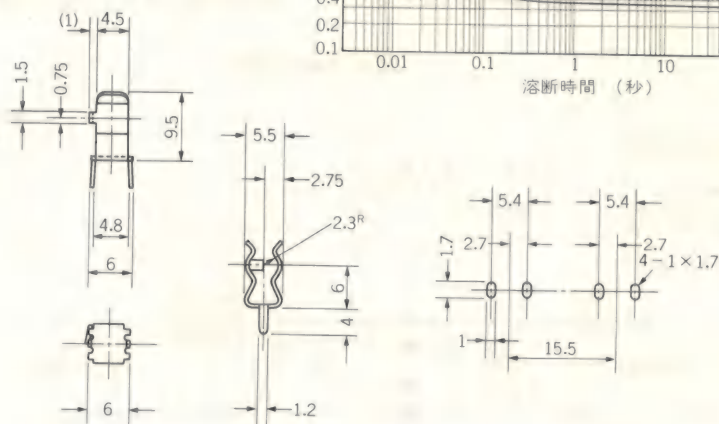
〈図 3〉 電圧と電流の波形



〈図4〉 1 A ヒューズの溶断特性(S.O.C.係資料)



〈図6〉
ヒューズ・クリップの例



適合ヒューズ $\phi 5.2 \times 20\text{mm}$

という分類ができます。そのため、ULとVDEの両方の安全マークが入っているヒューズというものはないといわれています。

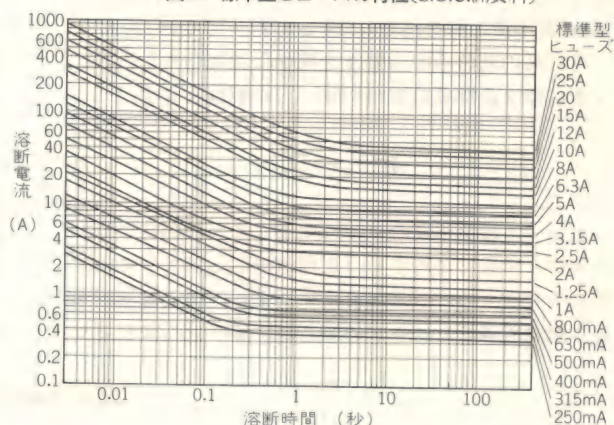
ヒューズの通電容量は電流の流れる時間によっても変わります。短時間ならば大きな電流を流しても切れません。この時間と電流の関係を溶断特性といいます。標準型溶断特性に対して反応が早い速断型、逆に遅いタイムラグ型があります。

図1に示したリニア電源の1次側に挿入するヒューズは標準型が用いられます。一般的に半導体素子を保護するヒューズには速断型が用いられ、ACラインを直接整流してコンデンサを充電するコンデンサ・インプット型にはセミタイムラグ型が用いられています。ただしこれらの特性の選択は目安であり、なにがなんでも速断型が必要とか、タイムラグ型が必要というわけではありません。溶断特性が用途にあっていればかまいません。

図4に1Aヒューズの標準型、速断型、セミタイムラグ型の溶断特性の例を示します。また図5に標準型の各容量のヒューズ特性を示します。

図1の回路においてACトランスの2次側が短絡したときにヒューズがとぶようにしなければならないので、ヒューズの容量を選ぶときには実際に短絡したとき1次側にどのくらいの電流が流れるか知っておく

〈図5〉 標準型ヒューズの特性(S.O.C.係資料)

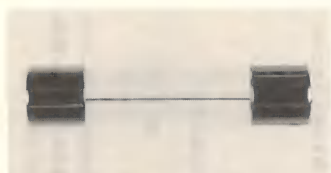


必要があります。2次側短絡時の1次側電流の値を求めるのはトランスの項で述べますが、ここでは約1Aの電流になるのでヒューズはこの電流でとぶ容量のものがが必要です。

つぎに、3端子レギュレータの出力が短絡したときのことですが、3端子レギュレータ自身の保護回路が働くので、出力短絡でヒューズがとばないように容量を選びます。3端子レギュレータの短絡電流は熱遮断回路(ICの接合温度が 150°C を超えると出力を遮断する保護回路)が働くまでの間、定格出力電流(図1の3端子レギュレータ7805の場合は1.0A)の2.2倍まで(7805の場合)流れることがあります。したがって、1次側に換算すると約0.33Aの電流(トランスの項を参照)になり、ヒューズはこの電流ではとばない容量のものにします。

ただし、3端子レギュレータの熱遮断回路が何分たっても働かないような場合には、トランスのほうが先に異常発熱を起こしてしまい危険なので、そのような場合にはトランスの定格電流をオーバーしたところとぶようなヒューズを使うか、トランスに温度ヒューズ(温度を検知して断線するヒューズ)を取り付ける必要があります(第9章の図6参照)。

さらに電源投入の瞬間には電解コンデンサを充電するために、数サイクル(10m~30ms)の間2次側短絡



(a) 標準型

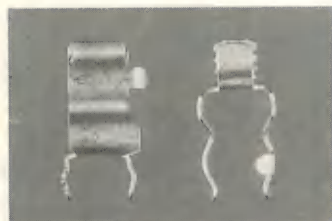


(b) セミタイムラグ型

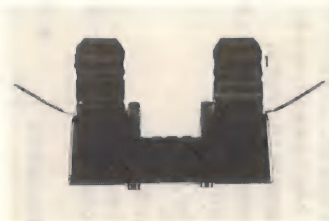


(c) タイムラグ型

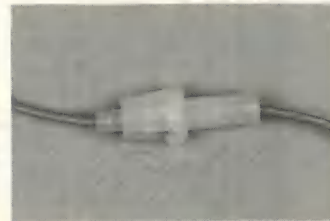
〈写真1〉 管入りタイプ・ヒューズ(S.O.C 株)



(a) ヒューズ・クリップ



(b) ヒューズ・ブロック



(c) インライン・ヒューズ・ホルダ

〈写真2〉 ヒューズ・ホルダ(S.O.C 株)

時と同じくらいの電流が流れます。したがって、溶断特性のグラフで 30 ms での容量が 1 A 以上必要になります。

上の三つの条件をまとめると、

「電流容量は 0.33~1.0 A で、30 ms における溶断特性が 1.0 A 以上あるもの」

ということが出来ます。結局この条件を満足するヒューズを図 5 のグラフから選ぶと、315~800 mA のいずれかになりますが、ヒューズには周囲温度による温度ディレーティングや突入電流の繰返しによる劣化を考慮したパルス・ディレーティングなどがあり、これらのディレーティングをも考慮すると、求めるヒューズは最終的に 400~800 mA の範囲までしぼられます。

電源に用いるヒューズは写真 1 に示したような管入りタイプが一般的で、よく使われるのは 6.35×31.8 mm と 5.2×20 mm のふたつです。これらの管入ヒューズの取り付け方には図 6 に示した基板用のヒューズ・クリップを使う方法のほか、写真 2 (a)~(c) に示したヒューズ・ホルダやヒューズ・ブロック、またはインライン・ヒューズ・ホルダを使う方法などがあります。

リニア電源の AC ラインに挿入するヒューズの選び方の例を 5 V 1 A の出力条件に限定して述べましたが、その他の場合も同様の手順で求めることが出来ます。

また、ヒューズにはそれぞれの国に安全規格(感電や火災などの発生を防止するための規格)があり、その点も選ぶ際に確認する必要があります。

AC トランス

● トランスの規格

AC トランスは 2 次側を AC ラインから絶縁するという重要な働きがあります。もし絶縁が不十分な場合、そのトランスを使用したセットの金属性のつまみやイヤホン・ジャックに手を触れると感電する恐れがあります。

IEC(International Electrotechnical Commission)の規格では、ピーク値が 42.4 V を超える電圧、または直流の 60 V 以上を危険な電圧と定義しています。

AC ラインから絶縁されている 2 次側でも電圧が AC 30 V 以上の場合は注意して扱う必要があります。例えば、オーディオ・アンプのスピーカ出力端子や送信機のアンテナ端子に手を触れる際は、メイン電源を切っておくのが安全です。

AC トランスの効率は容量によって違いますが、およそ 70~90 % の間にあります。したがって、AC トランス自身の損失による発熱も大きいといえます。トランスが異常に発熱した場合には、火災などの危険を招く恐れがあります。

上に述べた絶縁と発熱はトランスを安心して使うための重要な問題ですが、それらを含めたトランスの JIS 規格を表 1 に示します。

● 短絡時の電流

さて、トランスはコアと 1 次巻線および 2 次巻線からなっていますが、巻数は交流の周期に比例して多くする必要があります。例えば 50 Hz の商用周波数用トランスは、スイッチング電源用のトランスとくらべると格段に多い巻数になります。この巻線の抵抗やコアの損失によって、2 次側の出力電圧は無負荷時と定格電流時とで大きな差が生じます。

図 7 に 2 次巻線の電圧 V_2 と電流 I_2 の関係のグラフ

〈表1〉トランスのJIS規格C6436(JISハンブドブック1990年、日本規格協会より)

1. 適用範囲 この規格は、主として電子機器に使用する出力1kVA以下、周波数50Hz及び60Hzの鉄心入相電源変圧器(以下、変圧器という。)について規定する。

備考 この規格の中で「」を付けて示してある単位及び数値は、国際単位系(SI)によるものであって、参考として併記したものである。

2. 形名(省略)

3. 使用温度範囲 変圧器の使用温度範囲は、次のとおりとする。

- (1) $-10 \sim +40^{\circ}\text{C}$
- (2) $-10 \sim +55^{\circ}\text{C}$
- (3) $-25 \sim +77^{\circ}\text{C}$

4. 等級 変圧器は、耐熱性の環境適用性能の違いによって、表6のX級及びY級に分類する。

5. 性能

5.1 電気的性能

5.1.1 絶縁抵抗 負荷前において、各巻線間及び巻線と鉄心(ケース、金具)間の絶縁抵抗は、直流500V又は1000Vの絶縁抵抗計で測定し、その値が100MΩ以上なければならない。

5.1.2 耐電圧 各巻線間及び巻線と鉄心(ケース、金具)間に、50Hz又は60Hzの正弦波に近い交流電圧を徐々に試験電圧まで加えたとき、1分間破壊することなく耐えなければならない。

試験電圧は、原則として表7による。

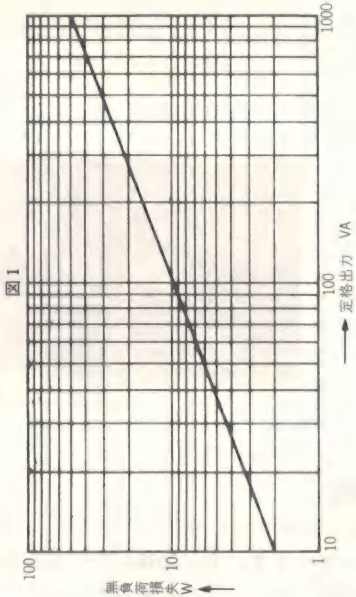


図1

5.1.5 電圧偏差 一次巻線に定格入力電圧を加え、二次巻線のすべてに無誘導負荷を接続して、定格出力電流を流したとき以下、定格動作状態という。、各電圧と定格電圧との許容差は、 $\pm 5\%$ 以下でなければならない。ただし、定格電圧2.5V以下のものに対しては、許容差は $\pm 5\%$ 以下とする。

5.1.6 電圧不平衡度 5.1.5の定格動作状態で、巻線の中性点と両端子間との電圧(e_1, e_2)を測定し、次の式によって求めた電圧不平衡度 δ が、 2% 以下でなければならない。

$$\delta(\%) = \frac{|e_1| - |e_2|}{e_1 + e_2} \times 100$$

5.1.7 温度上昇 5.1.5の定格動作状態で連続動作

させ、温度が一定になったときの各巻線及び鉄心、又はケース、金具の温度上昇は、表8の値以下でなければならない。

ただし、巻線は抵抗法、鉄心(ケース、金具)は温度計法による。

なお、温度上昇及び周囲温度の決定方法は、それぞれJIS C6435(低周波変成器及びコイル試験方法)の5.26.2(3)、(4)、(5)による。

5.1.8 電圧変動率 二次巻線のすべてを開放し、一次巻線に定格入力電圧を加えて二次無負荷電圧(E_0)を測定し、次に定格動作状態で定格出力電圧(E_2)を測定し、次の式によって求めた電圧変動率 ε が、表9の値以下でなければならない。

$$\varepsilon(\%) = \frac{E_0 - E_2}{E_2} \times 100$$

表8

等級	巻線		鉄心(ケース・金具)	
	3X 1Y, 2Y	1X, 2X	50	60
温度	1X 2X 3X	50	50	60

表9

定格出力 VA	3を超え10以下	10を超え20以下	20を超え60以下	60を超えるもの
電圧変動率 %	40	30	20	10

なお、定格出力3VA以下のものについては規定しない。

5.1.9 過負荷 規定された周囲最高温度で、5.1.5の定格動作状態のまま入力電圧を定格電圧の110%以上昇らせて、6時間放置する。その後、10分以内に(その内で試験したものはそこから取り出す。)耐電圧を試験し、絶縁抵抗を測定する。この場合、耐電圧は5.1.2の規定に適合し、また絶縁抵抗は10MΩ以上でなければならない。また、ひび割れなどの機械的損傷、充てん物の漏れなどの異常があってはならない。

表6

等級	X			Y			適用簡条
	記号	周囲最高温度 $^{\circ}\text{C}$	試験温度 $^{\circ}\text{C}$	記号	周囲最高温度 $^{\circ}\text{C}$	試験温度 $^{\circ}\text{C}$	
温度	1X	40	60	1Y	55	50	3.
	2X	55	60	2Y	70	50	5.1.7
	3X	70	50				5.3.1

なお、静電しゃべいをしているものでは、シールドを鉄心(ケース、金具)に接続して試験を行う。

また、全波整流用の巻線で、中性点を接地して使用するものの最高使用電圧は、中性点から巻線端に至る電圧をいう。

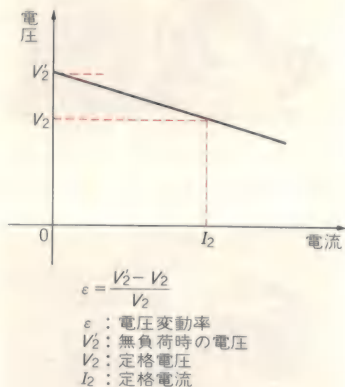
5.1.3 層間耐電圧 二次巻線のすべてを開放し、使用時に接地する端子を鉄心(ケース、金具)に接続して、一次巻線に定格周波数(f)の2倍以上の試験周波数(f)で定格入力電圧の2倍の電圧を $120 \times F/f$ 秒加えた場合、破壊することなく耐えなければならない。

なお、この試験時間は最高60秒間、最短15秒間とする。

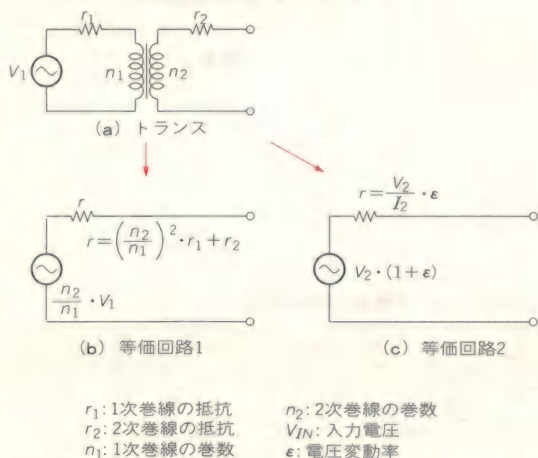
5.1.4 無負荷損失 二次巻線のすべてを開放し、一次巻線に定格入力電圧を加えて、電力(W)を測定したとき、図1の値以下でなければならない。

ただし、定格出力10VA未満のものについては規定しない。

〈図7〉 2次巻線の電流と電圧の関係



〈図8〉 トランスの等価回路



を示しますが、無負荷時と定格電流時との電圧の差を表すのに**電圧変動率 ϵ** を用いています。この電圧変動率は表1のJIS規格にも出ていますが、短絡電流やその他の回路定数を決める際に便利な数値です。

図8にトランスの等価回路を示します。図(b)は巻数比や巻線抵抗によって等価回路の定数を求めたもの、図(c)は電圧変動率と出力電圧電流の定格値によって求めたものです。図8(b)と(c)から巻数比 n_2/n_1 は、

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{V_2}{V_1} \cdot (1 + \epsilon) \quad \dots\dots\dots (1)$$

と、2次側が短絡したときの電流 I_{2s} は、

$$I_{2s} = \frac{V_2(1 + \epsilon)}{\frac{V_2}{I_2} \cdot \epsilon} = I_2 \cdot \left(\frac{1 + \epsilon}{\epsilon} \right) \quad \dots\dots\dots (2)$$

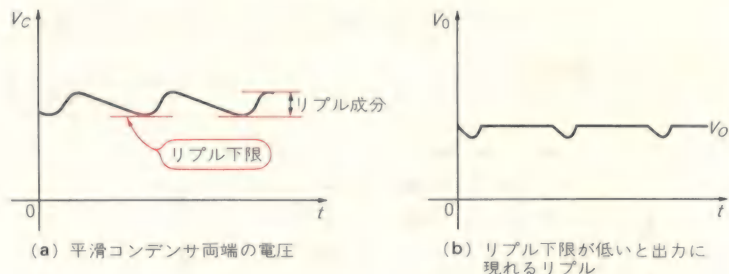
と求めます。これを1次電流 I_{1s} に換算すると、

$$I_{1s} = \frac{V_2 \cdot I_2}{V_1} \cdot \frac{(1 + \epsilon)^2}{\epsilon} \quad \dots\dots\dots (3)$$

と求めます。

具体的な数値は、図1の回路の定数 ϵ に0.25(JISではトランスの容量が20 VA以下の場合0.3以下と規定しているが、実際はこれよりかなり小さい値)を

〈図9〉 リプル下限



あてはめると、2次側短絡時の1次電流 I_{1s} は、

$$I_{1s} = \frac{8 \times 2}{100} \times \frac{1.25^2}{0.25} = 1.0 \text{ (A)}$$

になります。

また、3端子レギュレータの出力が短絡した場合、熱遮断が働くまでの間に2.2 Aの平均電流が流れるとすると、巻線の実効電流が約1.5倍ほどになることから、1次巻線の電流 I_1 は、

$$I_1 = \frac{V_2}{V_1} \cdot (1 + \epsilon) \times 2.2 \times 1.5$$

2次巻線の実効電流

$$= \frac{8}{100} \times 1.25 \times 2.2 \times 1.5 = 0.33 \text{ (A)}$$

と求めます。

ヒューズの項で説明したようにこれらの電流値をもとにヒューズを選びます。

● リプル下限

3端子レギュレータの入力電圧は定格出力電圧より高くなければ定電圧制御ができません。最小値としてどのくらいの電圧でなければならないかという値を示すのに、**最小入出力間電圧 V_{DF}** を用います。

いっぽう、平滑コンデンサによってフラットになった波形も、図9(a)に示したようにリプル成分をもっています。このリプルをもった波形のもっとも低いところ、つまり**リプル下限**がある値以上でないと定電圧出力が得られず、図9(b)に示すようなリプルを含む出力になってしまいます。

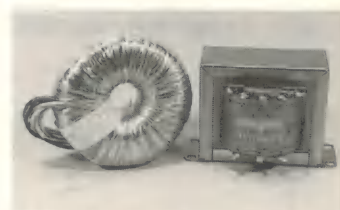
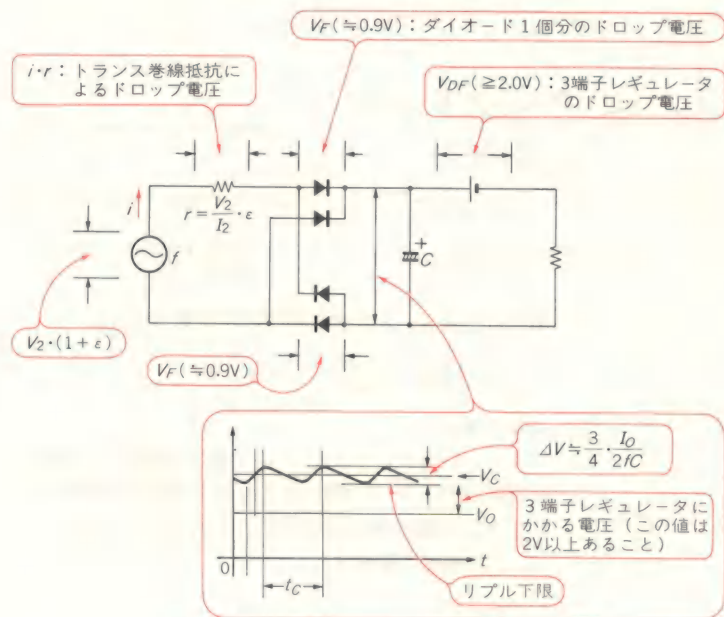
しかし下限を高くし過ぎると、リプルがなくなったとしても**パワー・ロスが増えてしまいます**。そこで、トランスの2次側電圧は、必要な直流電圧をもっとも効率よく引き出すことができる値にしなければなりません。

すなわち**入力 AC 電圧が最小**(一般に90 V)で**出力電流が最大**(図1の回路では1.0 A)のときに、平滑コンデンサのリプル電圧の下限が**出力電圧+3端子レギュレータの最小入出力間電圧**になるようにします。

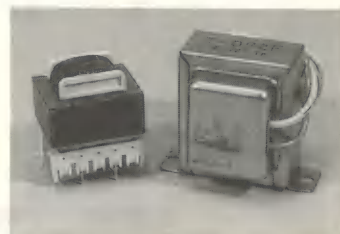
回路の各部の電圧電流波形は図3に示したとおりですが、その値について検討してみることにします。

図10ではトランスは等価電源で示しました。また、

〈図10〉 各部品による電圧ドロップ



(a) トロイダル・トランスと EI トランス



(b) ピン・タイプとリード線タイプ

〈写真3〉 トランス

〈表2〉 5V・2A 以外の 3 端子レギュレータ IC を用いたりニア電源の場合の数値

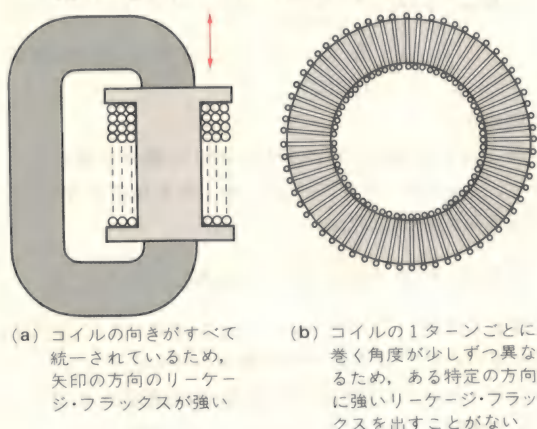
出力		トランス2次		AC ヒューズ	ブリッジ			平滑 コンデンサ	3端子 レギュレータ	ヒート・ シンク	C ₁	C ₂		
					新電元	サンケン	レクトロン							
5V	50mA	8V	0.1A	32mA	S1YB10	—	—	25V/330μ	AN78L05	不用	0.1μF /50V	47μF /16V		
	0.2A		0.4A	100mA	S1YB10	—	W01A	16V/1500μ	AN78N05	15×20(mm ²)				
	0.5A		1.0A	200mA	S1VB10	RB151	W01A	16V/3300μ	AN78M05	GOT-1625-SPL				
	1.0A		2.0A	400mA	D2SBA10	RB151	RC202	16V/6800μ	AN7805	GOT-3030-SPL				
12V	50mA	13.5V	0.1A	50mA	S1YB10	—	—	35V/220μ	AN78L12	不用				
	0.2A		0.4A	200mA	S1YB10	—	W01A	35V/860μ	AN78N12	15×20(mm ²)				
	0.5A		1.0A	400mA	S1VB10	RB151	W01A	35V/2200μ	AN78M12	GOT-2425-SPL				
	1.0A		2.0A	800mA	D2SBA10	RB151	RC202	24V/4700μ	AN7812	100×150(mm ²)				
15V	50mA	16V	0.1A	63mA	S1YB10	—	—	35V/220μ	AN78L15	不用				
	0.2A		0.4A	250mA	S1YB10	—	W01A	35V/860μ	AN78N15	15×20(mm ²)				
	0.5A		1.0A	500mA	S1VB10	RB151	W01A	35V/2200μ	AN78M15	GOT-2425-SPL				
	1.0A		2.0A	1A	D2SBA10	RB151	RC202	35V/4700μ	AN7812	100×240(mm ²)				
24V	50mA	24V	0.1A	80mA	S1YB10	—	—	50V/150μ	AN78L24	注1	10μF /35V			
	0.2A		0.4A	320mA	S1YB10	—	W01A	50V/680μ	AN78N24	15×40(mm ²)				
	0.5A		1.0A	630mA	S1VB10	RB151	W01A	50V/1500μ	AN78M24	GOT-4525-SPL				
	1.0A		2.0A	1.25A	D2SBA10	RB151	RC202	50V/2200μ	AN7824	注2				
-5V	0.2A	8V	0.4A	100mA	S1YB10	—	W01A	16V/860μ	AN79N05	15×20(mm ²)	47μF /16V			
-12V	0.2A	13.5V	0.4A	200mA	S1YB10	—	W01A	35V/470μ	AN79N12	15×20(mm ²)				
-15V	0.2A	16V	0.4A	250mA	S1YB10	—	W01A	35V/470μ	AN79N15	15×20(mm ²)				

C_1 : 発振防止用, C_2 : 過渡応答改善用

注1: パッケージがヒート・シンクを取り付けられる形状をしていないのでグラウンド・ピンをはんだ付けする銅パターン部分を広くとるようにする。また、小さくカットしたアルミ板または銅板を接着剤で付ける方法もある。

注2: パワー・ロスが大きいため、トランスやプリント基板を支えるシャーシそのものをヒート・シンクにするか、またはファンなどを使う工夫が必要。

〈図 11〉 巻き方によるリーケージ・フラックスの違い



3 端子レギュレータは最小入出力間電圧で示しました。平滑コンデンサ両端の電圧のリプルの波形について調べてみると、平均値は大ざっぱですが、

$$V_C = V_2 \cdot (1 + \epsilon) \cdot \sqrt{2} - 3 \cdot I_0 \cdot \frac{V_2}{I_2} \cdot \epsilon - 2 V_F \quad \dots\dots(4)$$

I_0 : 出力電流

V_F : ブリッジ・ダイオードの1素子分のドロップ電圧

と表すことができ、リプルの上下幅も大ざっぱですが、

$$\Delta V = \frac{3}{4} \cdot \frac{I_0}{2fC} \quad \dots\dots(5)$$

f : 交流周波数

C : 平滑コンデンサ容量

と表せます。そしてリプルの下限は $V_C - 1/2 \cdot \Delta V$ で求めることができます。

以上から AC 90 V, $I_0 = 1$ A の条件を図 1 の回路定数にしたがって求めてみます。 ϵ として 0.25, f として 50 Hz を用いると、

$$V_C = 0.9 \times 8 \times 1.25 \times \sqrt{2} - 3 \times 1 \times \frac{8}{2} \times 0.25 - 2 \times 0.9 \\ \approx 7.93 \text{ (V)}$$

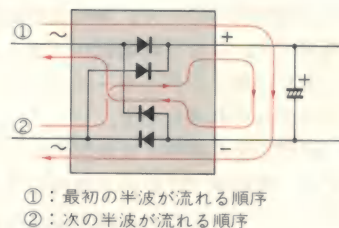
$$\Delta V = \frac{3}{4} \cdot \frac{1}{2 \times 50 \times 6800 \times 10^{-6}} \\ = 1.10 \text{ (V)}$$

と求められるので、リプル下限は約 7.4 V です。また、 ϵ のみを 0.2 に変更するとリプル下限は約 7.5 V となります。

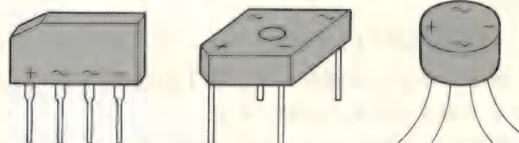
3 端子レギュレータの最小入出力間電圧として 2 V が適用できれば、リプル下限について最初に示した条件を満足するので、トランスは 8 V 2 A の容量のもので十分といえます。

図 1 の構成による 5 V 2 A 以外のリニア電源のトランスの電圧電流の容量やコンデンサ容量については、表 2 にまとめてある数値を参照してください。

〈図 12〉
ブリッジ・ダイオード



(a) ブリッジ・ダイオードを流れる電流



(b) ブリッジ・ダイオードの極性表示

なお、数値は計算によって求めたものなので、実際に動作試験を行った場合の結果と多少の違いは出てくるとおもわれます。

● トランスの形状

AC トランスの形状は写真 3 に示すようにプリント基板上に直接差し込んで使うタイプ、シャーシやケースにビスで取り付けて使うタイプがあります。リーケージ・フラックス [図 11 (a)] を抑えるためにはトロイダル・コア (リング状になったコアでリング・コアともいう) に図 11 (b) のように巻くのが効果的です。

ブリッジ・ダイオード

● ブリッジ・ダイオードの極性

ブリッジ・ダイオードの極性は本体に +, -, ~, ~ の記号で表示されています。これらのうち ~ 記号の付いたふたつの端子に交流を入力します。出力は +, - の記号の付いたふたつの端子です。

もちろん + 記号の端子は正電位です。ブリッジの中の電流の流れる方向は図 12 に示すように、~ 記号のふたつの端子にどのようにつながれても電流の流れは + 記号の付いた端子から - 記号の付いた端子への経路をとります。図 12 にブリッジ・ダイオードの形と端子表示の例を示しましたが、形状が同じでも、メーカーによって +, -, ~, ~ の位置が異なる場合があります。

● ブリッジ・ダイオードのカatalog・データの見方

リニア電源のブリッジ・ダイオードを選ぶ際には、カatalogのデータの中でせん頭逆電圧 V_{RM} 、平均整流電流 I_0 および I_0 の周囲温度によるディレーティングの三つの点に気を付ければ十分です。

せん頭逆電圧 V_{RM} はブリッジを構成する四つのダイオード・チップ 1 個あたりの値を示します。

また、平均整流電流 I_0 は抵抗負荷で流すことのでき

る平均電流のことで、電流波形が正弦波の場合の平均電流です。この平均電流はブリッジとしての平均電流であり、個々のダイオード・チップが負担する平均電流はそれぞれ半分です。

波形のせん頭値とは波形のもっとも高い値をいいますが、実効値 100 V の正弦波のせん頭値は $100 \cdot \sqrt{2}$ V です。ブリッジのせん頭逆電圧 V_{RM} は入力電圧のせん頭値の 2 倍あれば十分なので、図 1 の回路のブリッジは、

$$V_{RM} \geq 2\sqrt{2} \times 1.1 \times V_2 (1 + \epsilon) \dots\dots\dots (6)$$

を満足するように選びます。図 1 の回路では $V_{RM} \geq 32$ V を満足するように選びます。

電流の平均値とは一定時間に流れた電荷量を時間で割った値で、実効値とは異なります。コンデンサ・インプット型の整流の場合は図 3 のダイオード出力電流で示したように波形が正弦波とは異なり、同じ平均電流でもダイオードの損失に違いが出ます。そこで回路の平均電流に対して、ブリッジの平均整流電流を 1.25 倍程度を目安に選ぶようにします。図 1 の回路では、1.25A を満足するようにします。

平均整流電流のカタログ値(定格)は一般に周囲温度が 25℃のときのものなので、周囲温度がそれより高いときは定格を下げて使う必要があります。これをディレーティング(減定格)と呼んでいますが、周囲温度 T_a における平均整流電流 $I_{O(Ta)}$ は、

$$I_{O(Ta)} = I_{O(25^\circ\text{C})} \times \left(\frac{T_{j(\text{max})} - T_a}{T_{j(\text{max})} - 25} \right) \dots\dots\dots (7)$$

$T_{j(\text{max})}$: 最大ジャンクション温度(通常 150℃)

と表せます。

例として新電元工業の D2SBA10 の場合を考えてみると、 $I_{O(25^\circ\text{C})}$ が 1.5 A で $T_{j(\text{max})}$ が 150℃なので 55℃における平均整流電流は、

$$I_{O(55^\circ\text{C})} = 1.5 \times \frac{150 - 55}{150 - 25} = 1.14 (\text{A})$$

と求めます。このディレーティングについては式で求めるほかに、カタログに掲載されているディレーティング・カーブ(名称は周囲温度-出力電流とか T_a - I_o とかで表されている)から求めることもできます。

図 1 の回路に必要なブリッジ・ダイオードの I_o は先に求めたように 1.25 A ですが、D2SBA10 の $T_a = 55^\circ\text{C}$ における電流が 1.14 A とわずかに下まわるので、実際に使用する場合にはリード部分をなるべく長くすることや、ブリッジのリードをはんだ付けする基板の銅面積をなるべく広くすることを心掛けます。

平滑コンデンサ

商用周波数のように低い周波数の平滑には、かなり大容量のコンデンサが必要になります。そこでほとんどの場合は小型で廉価であるアルミ電解コンデンサが

実効電流と平均電流について

家庭用交流電源の 100 V という値は実効値です。交流ですから平均値は 0 になってしまい、平均値では表示できません。また、この交流のせん頭値は $\sqrt{2}$ 倍の 141 V ですが、せん頭値で家庭の電圧を示すことはありません。

実効値で示しておくくと便利なのは、例えば 100 Ω の抵抗に実効値 100 V の電圧を加えると 100 W と簡単に計算できることです。このことは電流についてもいえます。100 Ω の抵抗に実効値 1 A の電流を流すと 100 W と簡単に計算できます。

抵抗値 $r(\Omega)$ の抵抗に電流 $i(\text{A})$ を流したときの電力 $P(\text{W})$ は、

$$P = r \cdot i^2 (\text{W})$$

で示されます。この電力は瞬時電力ですが、もし i が時間によって変化する交流電流のような場合は、一定期間 T の平均電力で表す必要があります。平均電力 \overline{P} は、

$$\overline{P} = \frac{1}{T} \int_0^T r \cdot i^2 dt$$

$$= r \left(\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt \right)$$

と表されます。この式で、

$$\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt$$

の平方根を実効電流 i_{RMS} といいいます。

$$i_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$$

一方、平均電流 \overline{i} は、

$$\overline{i} = \frac{1}{T} \int_0^T i dt$$

と表せますが、

$$\overline{P} = r \cdot (\overline{i})^2$$

と表すことはできません。

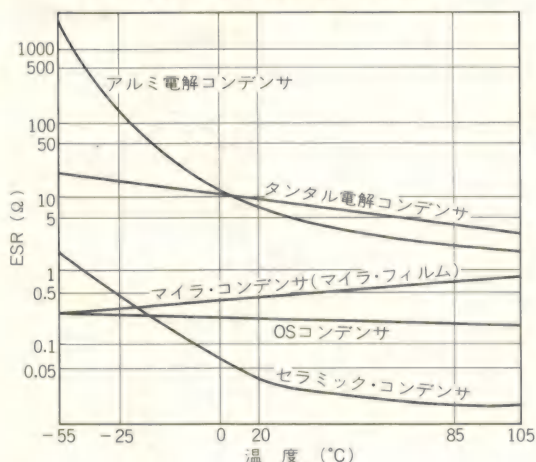
また、

$$\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} (\text{実効値}) \geq \frac{1}{T} \int_0^T i dt (\text{平均値})$$

が常に成立します。

これは、

〈図 13〉 各種コンデンサの温度特性



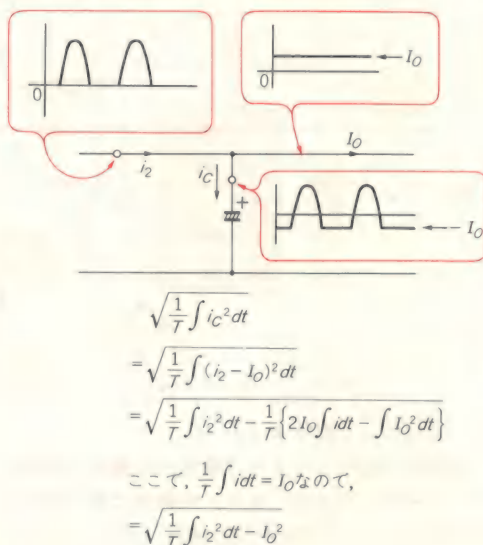
使われます。

ただ、ESR(等価直列抵抗)が大きく、しかも低温ではそれがますます大きくなるという短所と、寿命が付きものという弱点があります。これらの短所や弱点は、なるべくマージンをとって容量を決めることでカバーします。

● アルミ電解コンデンサの特性

アルミ電解コンデンサの誘電体はアルミ酸化膜(Al_2O_3)で、これは一種の半導体です。そのため、ある方向に印加された電圧に対しては高い耐圧を示すものの、逆方向では電流が流れてしまいます。

〈図 14〉 平滑コンデンサのリプル電流



また、アルミ酸化膜そのものの誘電率は7(空気を1として)でそれほど高くないのですが、アルミ箔の表面を化学処理してたくさんの凹凸を作ってから酸化膜を作り、表面積を箔そのものの面積の数十倍にすることで、高い容量を得ています。

そして化学処理された表面をおおう酸化膜の表面全体に電極を付ける必要があるので、電解液を電極として用います。電解液は酸化膜の凹凸の隅々までいき渡

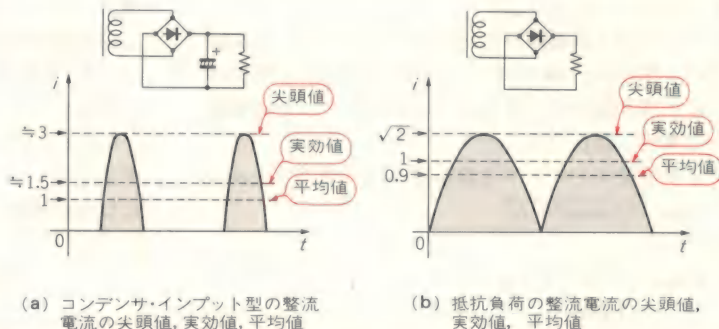
$$\sqrt{\frac{a^2+b^2}{2}} \geq \frac{a+b}{2}$$

という代数式の証明と同様に証明できます。

ブリッジ・ダイオードの出力電流波形を図Aに示します。上に述べたせん頭値、実効値、平均値の位置関係は図に示したとおりです。波形が変わると実効値と平均値のひらきも変わります。

ダイオードの内部抵抗によるロスの実効電流によるので、同じ平均電流でも波形が変われば変わってしまいます。

〈図 A〉 ブリッジ・ダイオードの出力電流波形

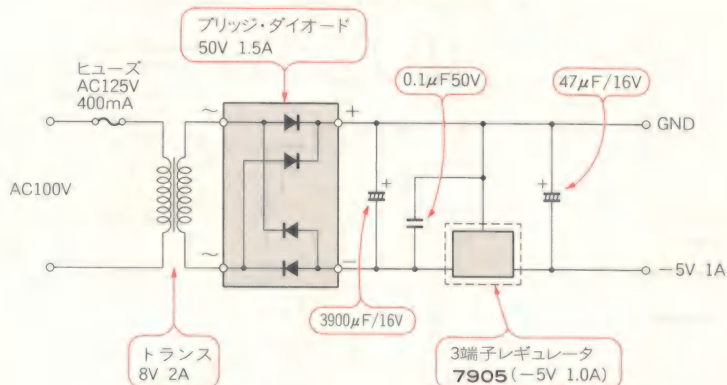


平均電流は電荷の通過量を表します。ブリッジを通った総電荷量と負荷を流れた総電荷量は、途中3端子レギュレータのグラウンドに抜けるアイドリング電流を無視すれば一致しています。なぜならば、電荷そのものは途中で消えたり蒸発することができないからです。

したがってブリッジの平均電流は出力電流そのものです。

また、出力電流の実効値がブリッジを流れる電流の実効値と異なることはいうまでもありません。

〈図 15〉 負電圧出力の定電圧直流電源



り、電極として働きます。

電解液は別のアルミ箔と電氣的に接続、電極をこのアルミ箔から引き出します。電解液は表面積をかせぐ点で金属のような固体とは比較にならない効果を発揮しますが、電気抵抗の点では金属に勝てません。

そのため陰極(電解液)の電気抵抗は大きく、ESRが大きくなる原因になっています。また電解液は温度低下とともに電気抵抗が上がるので、ESRは低温領域で急に大きくなります。

電解液を酸化膜表面にいきわたらせた後で乾燥させて固体電解コンデンサにする方法がとられているものに、タンタル酸化膜を利用する**タンタル電解コンデンサ**があります。また、陰極に有機物半導体を用いた**アルミ固体電解コンデンサ**(OS コンデンサ)もあります(図 13)。

いずれもアルミ電解コンデンサとくらべて ESR や ESR の温度特性が改善されています。

● 平滑コンデンサの選び方

図3に回路各部の電圧電流波形を示しましたが、平滑コンデンサを流れる電流について拡大すると図14のようになります。

平滑コンデンサに流れる電流の平均値は0ですが実効値は0になりません。このため平滑コンデンサのESRによる電力損失が発生します。つまり、電解コンデンサの許容リプル電流は、ESRが小さいほど大きくとれることになります。

トランスの2次巻線からブリッジ・ダイオードを経て流れる電流は、ACトランスを用いるリニア電源の場合には実効値が1.5倍くらいになります。平均電流は出力電流と同じです。

そこで平滑コンデンサを流れるリップル電流 $i_{C(RMS)}$ は、

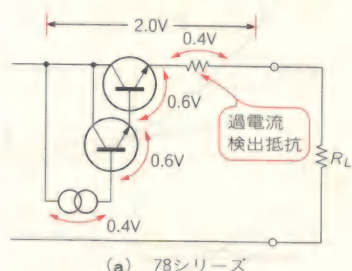
$$i_{C(RMS)} = \sqrt{i_{2(RMS)}^2 - I_0^2}$$

なので、

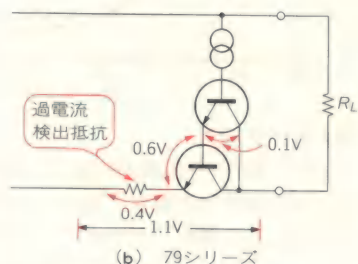
$$i_{C(RMS)} = \sqrt{1.5^2 - 1} \cdot I_o = 1.12 I_o$$

と表すことができます。つまり図 1 の回路では I_0 が 1

〈図 16〉 78 シリーズと 79 シリーズの
パワー・トランジスタの駆動
方式の違い



(a) 78シリーズ



(b) 79シリーズ

A ですから、許容リップル電流が 1.12 A 以上の平滑コンデンサが必要になります。

いっぽう平滑コンデンサは電圧波形を滑らかにして
リップルの上下幅を小さくする働きもしなければなりま
せん。容量が大きいほどリップルの上下幅は小さくなり
ますが一応の目安として容量 C は、

$$C \geq \frac{2.5 \cdot I_0}{V_2 \cdot f} \text{ (F)} \dots\dots\dots (8)$$

 V_2 : トランスの2次側定格電圧 I_o : 出力電流

を満足するように選びます。

この式で容量を決めるとほとんど許容リプルも満足するようになります。

つぎに、平滑コンデンサの耐圧を決めます。耐圧 V_w は、

$$V_w \geq 1.55 V_2 (1 + \epsilon) \dots\dots\dots (9)$$

を満足するようにします。

図1の回路において上の三つの条件を満足する平滑コンデンサは、

$$C_1 \geq 6250 \mu F$$

$$V_w \geq 16 \text{ V}$$

と求められます。

3端子レギュレータを用いるリニア電源の平滑コンデンサについて、ほかの電圧電流の条件ではどのようなかは表2を参照してください。

3 端子レギュレータ

● 最小入出力間電圧

〈図 17〉 7700 シリーズ(松下電子工業)のブロック図

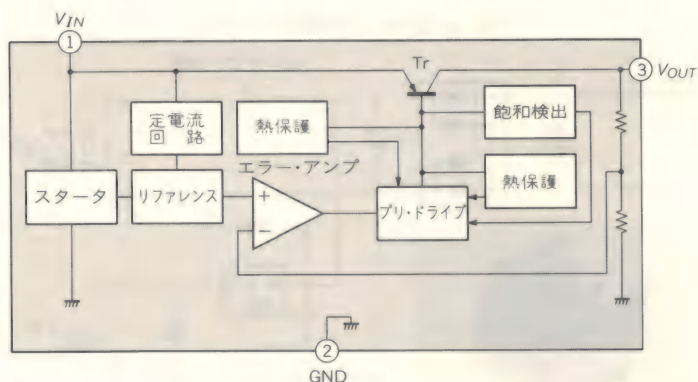


図 1 の回路は正電圧出力の 78 シリーズを応用した例ですが、負電圧出力の 79 シリーズを用いる場合は負のラインに 3 端子レギュレータが接続されます。その例を図 15 に示します。

78 シリーズも 79 シリーズも定電圧精度や保護機能は同じレベルですが、**最小入出力間電圧が異なります**。それは内部のパワー・トランジスタの駆動方式の違いによるものです。

図 16 (a)と(b)にその違いを示します。図(a)に正出力、図(b)に負出力の回路を示しています。

図(a)において定電流回路、ダーリントン・トランジスタを構成する**パワーおよびドライブの両トランジスタのベース-エミッタ間および過電流検出抵抗がすべて直列になっているのに対して**、図(b)では**定電流回路が直列に入っていないので**、ダーリントン・トランジスタの飽和電圧と過電流検出抵抗の電圧だけで済むという点が異なっています。

79 シリーズの最小入出力間電圧は代表値で 1.1 V です。図 15 ではトランスの 2 次側電圧を 8 V にしているので、平滑コンデンサの値を下げて 3900 μF にしています。

最小入出力間電圧について 78 シリーズは 2.0 V (ただし 78L シリーズは 1.7 V)、79 シリーズは 1.1 V と書きましたが、これらの値は**カタログやハンドブックに記載されている代表値であって保証値ではありません**。

最近是最小入出力間電圧を代表値で 0.3 V にした 7700 シリーズ(1A タイプ)が松下電子工業から発表されています。パッケージやピンの配置が同社の 78 シリーズと同じなので、置き換えが容易です。

7700 シリーズの内部ブロック図を図 17 に示しておきます。

参考までですが、図 1 の回路で **7805 を 7705**(松下電子のタイプ・ナンバは AN7705)に置き換え、ブリッジを順方向ドロップ電圧が半分のショットキ・バリア・ダイオードによるブリッジに置き換えることで、トランスの 2 次側定格電圧を 8 V から 6.3 V に下げる

ことができます。

当然効率は改善されますが、IC の発熱が下がることも大きなメリットです。

● 逆バイアス保護

トランスの 2 次巻線から 3 端子レギュレータを通して得る出力とレギュレータを使わないで得る出力があるような場合、例えば図 18 に示したような回路で、3 端子レギュレータの入力側の平滑コンデンサからモータやリレーに電力を供給している場合には、**3 端子レギュレータの入出力端子間に逆バイアス保護用のダイオードをつけておきます**。

モータがロックしたときのように**短絡に近い状態が発生したときには**、3 端子レギュレータの入力側が出力側より低電位になりますが、ダイオードでクランプして 3 端子レギュレータを逆バイアスによる破壊から保護します。

3 端子レギュレータ IC については第 1 章も参照してください。

ヒート・シンク

● 3 端子レギュレータのパワー・ロス

図 1 の回路では 3 端子レギュレータにヒート・シンクを付ける必要があります。

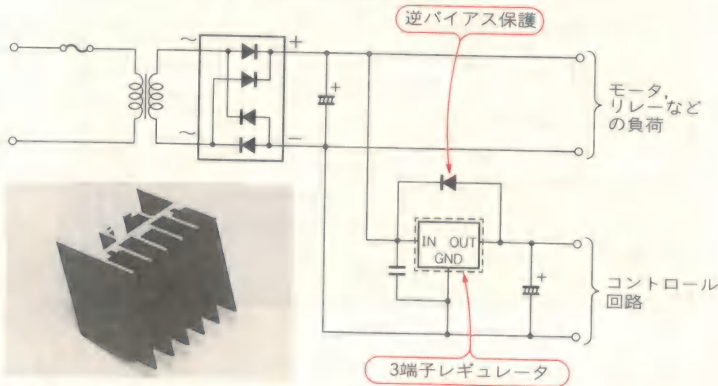
図 1 において 3 端子レギュレータのロスすなわち入出力間電圧×出力電流がもっとも大きくなるのは**入力 AC 電圧と出力電流がいずれも最大になったとき**です。

AC の最大入力を 110 V とすると、平滑コンデンサ両端の平均電圧は(4)式を使って、

$$V_c = 1.1 \times 8 \times 1.25 \times \sqrt{2} - 3 \times 1 \times \frac{8}{2} \times 0.25 - 2 \times 0.9 \\ = 10.8 (\text{V})$$

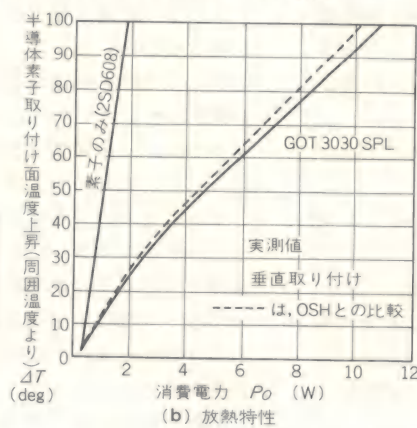
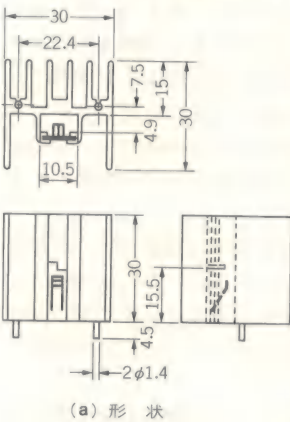
と求まります。したがって 3 端子レギュレータのロス P_D は、

〈図 18〉 逆バイアス保護ダイオード



〈写真 4〉 ネジ無しで使える
ヒート・シンク(リョーサン)

〈図 19〉 標準型ヒート・シンク〔クリップ付き, 柵リョーサン資料〕



$$P_D = (10.8 - 5) \times 1 = 5.8 \text{ (W)}$$

入出力間電圧 出力電流

と求まります。

● ヒート・シンクのサイズ

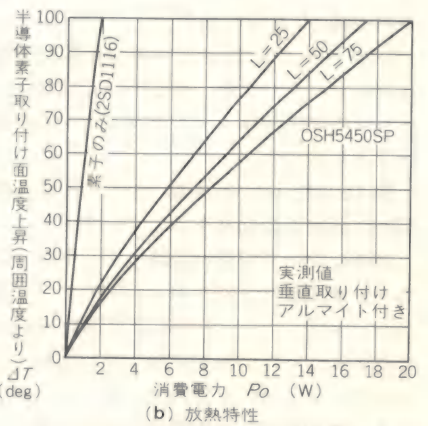
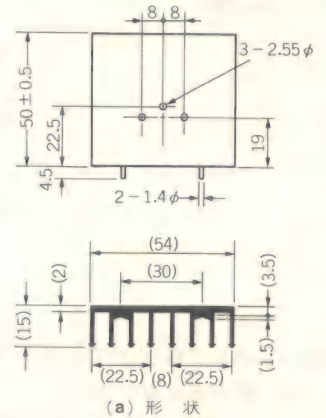
パッケージが TO220 で 1 A 出力の 7805 は、ジャンクションからケースまで(この場合ケースとは IC 裏面の金属フレームのこと)の熱抵抗が 5°C/W です。

ヒート・シンクにはアルミ平板をカットして作る方法と、フィン付きの出来合いのものを使う方法がありますが、ここでは出来合いものの選び方を述べます。

写真 4 に示したヒート・シンクはリョーサンが標準品として作っているもので、TO220 をネジなしで取り付けられるタイプのものです。その放熱特性は図

〈図 20〉 標準型ヒート・シンク

〔ネジ止めタイプ, 柵リョーサン資料〕



19 のようになります。

図 19 は 5.8 W のパワロスではケース温度の上昇が約 60°C になることを示しています。つまり周囲温度(気温)が 55°C の環境ではケース温度が 115°C になります。

いっぽうケースとジャンクションの温度差は 5.8 (W) × 5 (°C/W) = 29 (°C) なのでジャンクションの温度は 115 + 29 = 144°C になります。

ジャンクションの温度が 150°C 以上になると熱しや断回路が働くので、写真 4 のヒート・シンクを 55°C の環境で使った場合にはあまり余裕はありませんが、一応使えるレベルといえます。もう少し余裕のあるヒート・シンクとしては図 20 に示したもの (L=50) が適当であるといえます。

リニア電源の効率化の方法をマスターしよう

低損失リニア・レギュレータの設計と製作

ここで製作する低損失リニア・レギュレータは、入出力間電圧差を非常に小さくできるのが特徴です。そこで、バッテリーの定電圧化や、ローカル電源の安定化に使われています。ここではAC 100V入力対応の回路の製作を行います。

低損失リニア・レギュレータは特別に小さな入出力間電圧差で動作するもので、米国、日本、欧州の半導体メーカでIC化されています。

ここではまず始めに**ディスクリートによる回路**を紹介します。また、AppendixでそれらのICのいくつかを紹介します。

低損失リニア・レギュレータは第1章で紹介した一般の3端子(リニア)レギュレータにくらべ、入出力間電圧差が小さくてすむという利点をもっています。

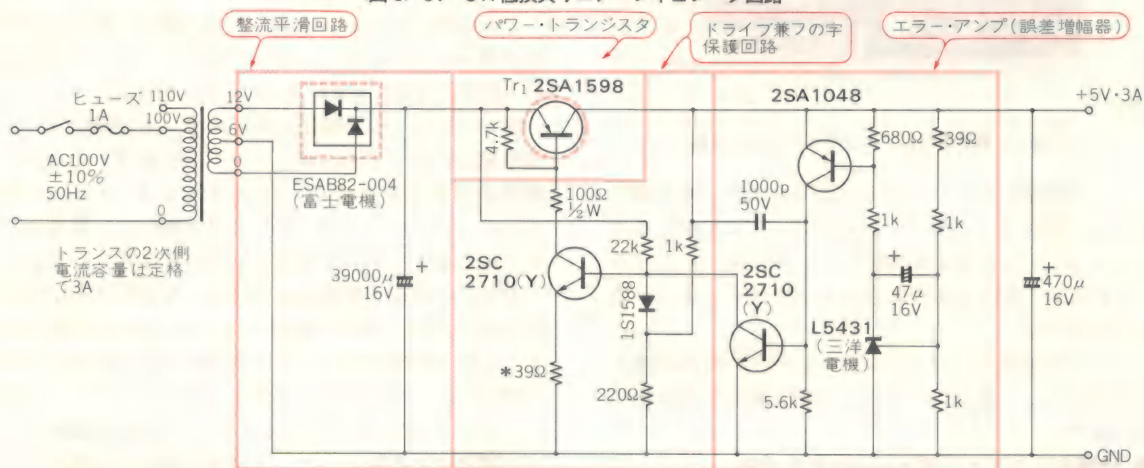
5Vの定電圧を得るのに一般の3端子レギュレータの場合は、最低7.0~7.5Vの入力電圧が必要なのにに対し、**低損失リニア・レギュレータは5.2~6.5Vの入力電圧**ですみます。

例えば同じ電池から5Vを得る場合、低損失レギュレータを使ったほうが3端子レギュレータを使うよりも長い時間5Vが得られます。またAC電源から5Vを取り出す場合も、トランスの2次電圧と平滑コンデンサの値を適当に選ぶことにより、3端子レギュレータよりも**パワー・ロス**を小さくすることができます。

回路構成と各部の動作

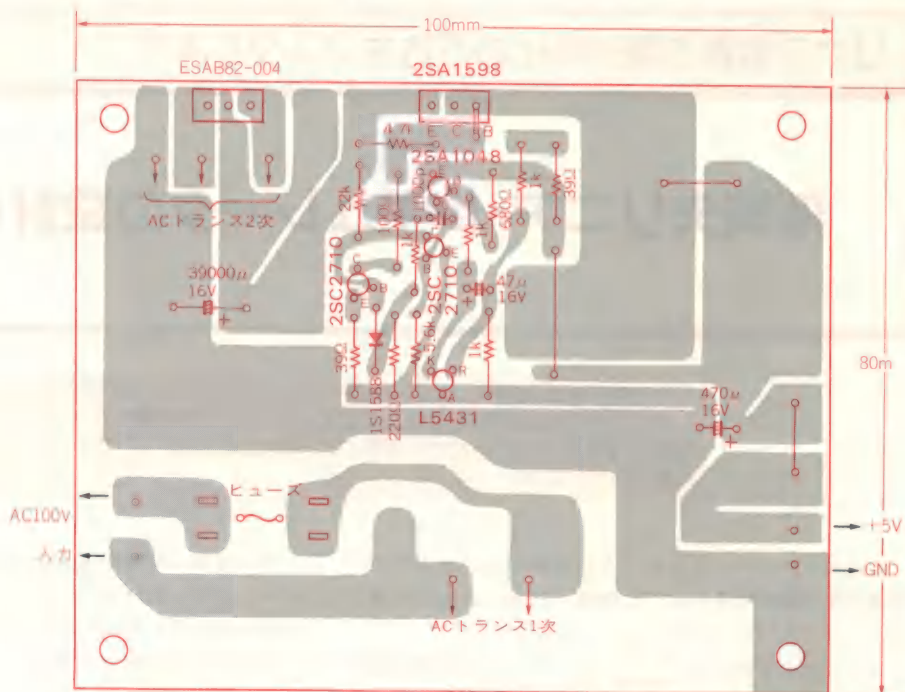
製作する低損失リニア・レギュレータの回路を図1に、プリント基板のパターンを図2に示します。また完成した外観を写真1に、使用する主な部品を写真2に示します。

〈図1〉5V・3A低損失リニア・レギュレータ回路

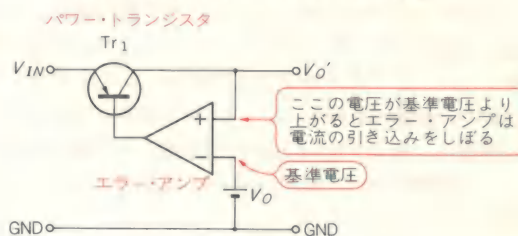


- ・60Hzで使用するときは平滑コンデンサの値を33000µF程度にまで下げられる。
- ・AC入力が90Vのときに出力にリプルが現れる場合は、39Ω(*印)を少し小さくする。この抵抗はTr1 2SA1598の h_{FE} により多少の調整が必要
- ・ワット数指定のない抵抗はすべて1/4W
- ・ヒート・シンク・サイズは2SA1598が200cm²の1.5mm厚アルミ板、ESAB82-004が50cm²の1.5mm厚アルミ板

〈図 2〉
低損失リニア・レギュ
レータのプリント基板
のパターン図
(パターン面、原寸)



〈図3〉低損失リニア・レギュレータの原理



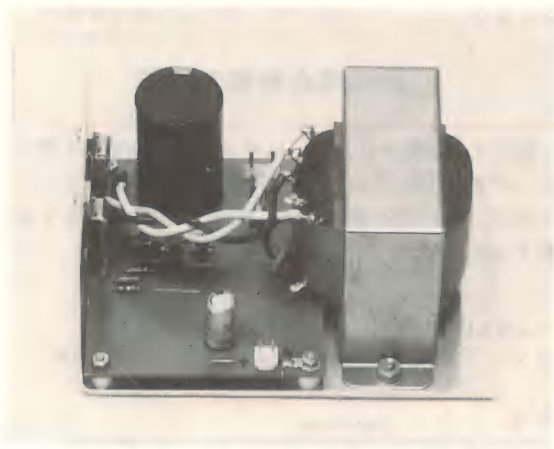
Tr₁のベースに接続されています。

この回路からわかるとおり、出力電圧 V_o が基準電圧以下のときはエラー・アンプが Tr_1 のベース電流を引き込み、 Tr_1 のエミッター-コレクタ間をロー・インピーダンスにして出力電圧を上げます。出力電圧 V_o' が基準電圧に近づくと、エラー・アンプは Tr_1 のベース電流の引き込みを絞り、 Tr_1 のエミッター-コレクタ間をハイ・インピーダンスにして出力電圧の上昇を抑えます。このようにして**定電圧制御**がなされています。

なぜ、このような回路が**低損失**となるのでしょうか。
図4(a)と(b)に一般の3端子レギュレータと低損失レギュレータの**順方向ドロップ電圧**をそれぞれ示します。

図(a)においてはドロップ電圧 ΔV は、パワー・トランジスタの V_{BE} (約 0.6V) とドライブ抵抗を流れるベース電流による降圧分と、過電流保護抵抗を流れる出力電流による降圧分からなります。

パワー・トランジスタをダーリントン構造にした場合は、さらに 0.6 V 加わり、トータルで **2.0~2.5 V** の電圧が必要です。



〈写真1〉低損失リニア・レギュレータの外観

ここに掲載したプリント・パターン図は、第4章の
チョップ型スイッチング・レギュレータにも使えるよ
うになっているため、発振用トランスのスペースが空
いています。オリジナルに作る時にはもう少し小型
化が可能です。

これから低損失リニア・レギュレータの動作原理と、回路図に示した各ブロックごとの動作説明を合わせて行います。

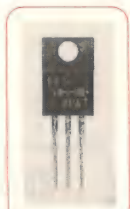
● 低損失リニア・レギュレータのしくみ

図3は低損失リニア・レギュレータの原理図です。

この図において、エラー・アンプの非反転入力端子が出力に、反転入力端子が基準電圧 V_0 にそれぞれ接続され、エラー・アンプの出力が PNP トランジスタ



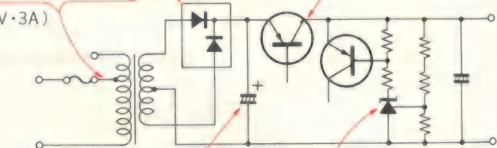
(a) ACトランス(12V・3A)



(b) ショットキーバリア・ダイオード ESAB82-004 (富士電機)



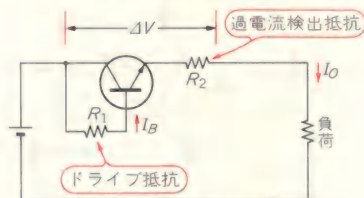
(d) PNPトランジスタ 2SA1598 (新電元)



(c) 電解コンデンサ39000 μ F 16V (マルコン AUFシリーズ) (e) 可変シャント・レギュレータ L5431(三洋電機)

〈写真2〉図1の回路の主要部品

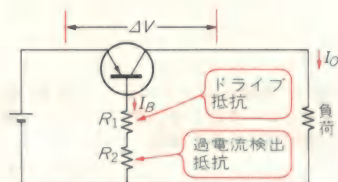
〈図4〉3端子レギュレータと低損失リニア・レギュレータの順方向ドロップ電圧の違い



$$\Delta V = V_{BE} + R_1 \cdot I_B + R_2 \cdot I_O$$

ΔV : ドロップ電圧(入出力間電圧差)
 V_{BE} : ベース-エミッタ間電圧

(a) 3端子レギュレータ

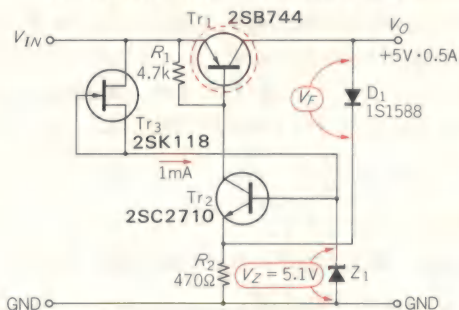


$$\Delta V = V_{CE(sat)}$$

ΔV : ドロップ電圧(入出力間電圧差)
 $V_{CE(sat)}$: 飽和電圧

(b) 低損失リニア・レギュレータ

〈図5〉簡単な低損失リニア・レギュレータ



一方、図(b)においては、ドライブ抵抗、過電流検出抵抗が共に直列に入らないため、またPNPトランジスタを使っているため、ドロップ電圧 ΔV はパワー・トランジスタの飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ だけで済みます。

飽和電圧はパワー・トランジスタの性能によって決まり、理論的には0.1~0.2Vが得られます。ただし、パワー・トランジスタのコストも含めて考えると0.2~1.0Vくらいが適当な値といえます。

● 簡単な低損失リニア・レギュレータ

図5に、図3の原理に基づいて作ったもっとも簡単な低損失リニア・レギュレータの回路図を示します。

この回路では、 Tr_3 と Z_1 が基準電圧を作り、 Tr_2 と D_1 と R_2 がエラー・アンプを構成しています。出力電圧

を V_O 、基準電圧を V_Z 、 D_1 の順方向ドロップ電圧を V_F 、 Tr_2 のベース-エミッタ間電圧を V_{BE} とすると、それらは次の関係式で結ばれます。

$$V_O - V_F = V_Z - V_{BE} \quad \dots\dots\dots(1)$$

すなわち、 V_O は、

$$V_O = V_Z - (V_{BE} - V_F) \approx V_Z \quad \dots\dots\dots(2)$$

となつてほぼ定電圧が得られます。

この式で $V_{BE} - V_F$ を無視しましたが、実際には V_{BE} は Tr_2 のコレクタ電流(Tr_1 のベース電流)によって変化します。出力電流が増加すると Tr_1 のベース電流が比例して増加し、 V_{BE} が大きくなり、出力電圧が下がります。そのため、負荷の変動に対するレギュレーション(安定性)がそれほどよくありません。実用的な出力電流は図5の回路の場合0.5Aくらいでしょう。

R_2 に流れる電流は、

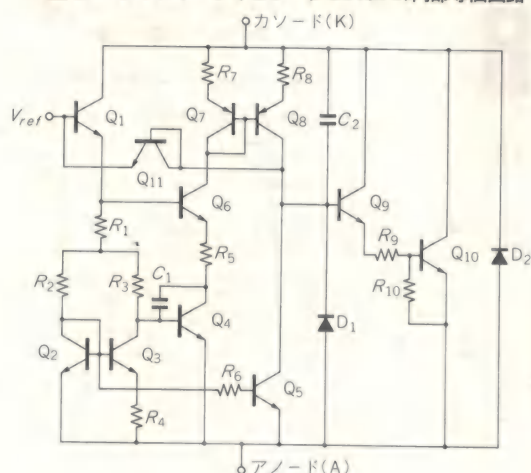
$$\frac{V_Z - V_{BE}}{R_2} \quad \dots\dots\dots(3)$$

であり、定電流となるため過負荷時の出力電流は垂下し、保護特性が得られます。

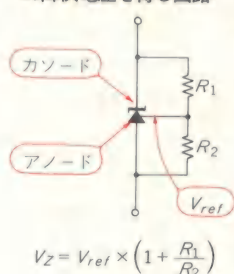
また、 Z_1 として5.1Vのツェナ・ダイオードを使っているため、温度特性も一応満足できます。ただし、このツェナ・ダイオードに定電流を流す働きをするFETに食われる電圧を考慮すると、入力電圧として6.0V以上が必要となります。

図1の回路は図5の回路よりやや複雑になっています。

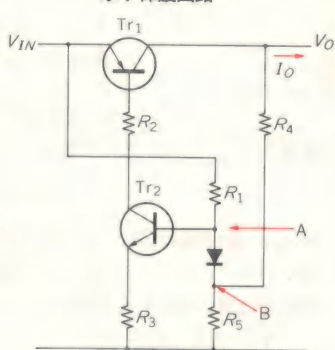
〈図6〉⁽¹⁾ シェント・レギュレータ L5431 の内部等価回路



〈図7〉 可変シェント・レギュレータにより任意の降伏電圧を得る回路



〈図8〉 図1の回路のフの字特性を示す保護回路



ますが、**負荷変動や過電流保護**、**入出力間電圧差**がそれぞれ改良されています。

● 基準電圧源にシェント・レギュレータを使う

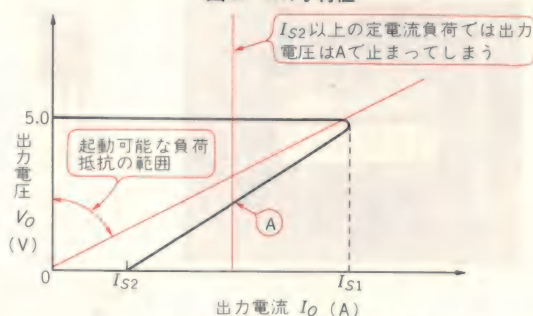
+5 V の低損失リニア・レギュレータの基準電圧を得るのには、ツェナ・ダイオードは不適當で、**シェント・レギュレータ**を使用することになります。そこで、まずシェント・レギュレータについて少し説明します。

ツェナ・ダイオードを基準電圧源として使う場合は、一般に**温度係数**の絶対値がもっとも小さい値を示す 5.0～6.0 V のものが選ばれます。これらのツェナ・ダイオードは入力電圧が 7.0 V 以上であれば、基準電圧源として用いることが可能です。しかし、入力電圧が 5.0 V 近くまで動作するような低損失型リニア・レギュレータの基準電圧には、これらのツェナ・ダイオードは動作上不適向です。

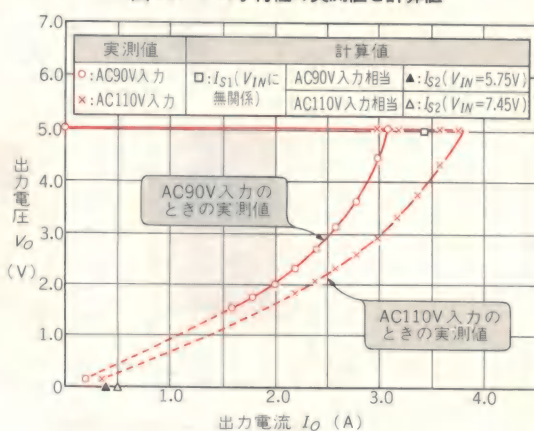
そこで 5.0 V より低い基準電圧源として、バンド・ギャップ・リファレンスを用いた可変シェント・レギュレータを利用することにします。

可変シェント・レギュレータは、TI 社の TL431 をはじめ、多くのメーカーから発売されています。今回は

〈図9〉 フの字特性



〈図10〉 フの字特性の実測値と計算値



三洋電機の L5431 を使いました。

L5431 の内部等価回路図を図 6 に示します。 V_{ref} 端子の電圧が基準電圧に達するとカソード-アノード間が**ブレイクダウン**(降伏)します。図 7 に示した回路のカソード-アノード間の**降伏電圧**は、

$$V_{ref} \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad \dots\dots\dots (4)$$

と表すことができます。

そこで、図 1 の回路における出力電圧 V_o は、

$$V_{ref} \times \left(1 + \frac{1000 + 39}{1000}\right) \quad \dots\dots\dots (5)$$

と表すことができます。

L5431 の V_{ref} は 2.24～2.55 V のばらつきをもっていますので、39 Ω はこの回路の調整用として付けています。

● フの字型保護回路の特徴

図 8 は**フの字特性**を示す保護回路の部分を示したものです。フの字特性を表すのに一般に I_{S1} (引き込み電流またはフォールド・バック電流) と I_{S2} (短絡電流またはショート電流) を用います。

図 9 はフの字特性カーブの例です。このフの字型の保護回路では注意する点があります。それは**レギュレータが起動する際の負荷曲線**が、 I_{S1} と I_{S2} を結ぶ**フの字特性曲線**に一点でも交わると起動しないことがあ

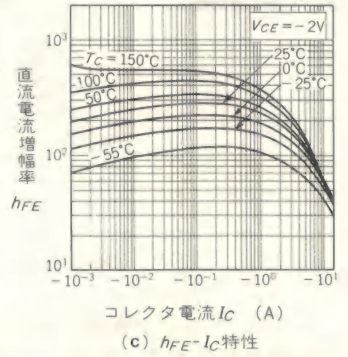
〈図 11〉⁽²⁾ 使用したパワー・トランジスタ 2SA1598 の特性

項目	記号	条件	規格値	単位
保存温度	T_{stg}		-55~+150	℃
接合部温度	T_j		150	℃
コレクタ-ベース間電圧	V_{CBO}		-60	V
コレクタ-エミッタ間電圧	V_{CEO}		-40	V
エミッタ-ベース間電圧	V_{EB0}		-7	V
コレクタ電流	DC	I_C	-7	A
	Peak	I_{CP}	-14	
ベース電流	DC	I_B	-1.5	A
	Peak	I_{BP}	-2	
トランジスタの損失	P_T	$T_C=25^\circ\text{C}$	25	W
絶縁耐圧	V_{dis}	一括端子-ケース間 AC 1 分間印加	2	kV
締め付けトルク	TOR	推奨値: 3kg・cm	5	kg・cm

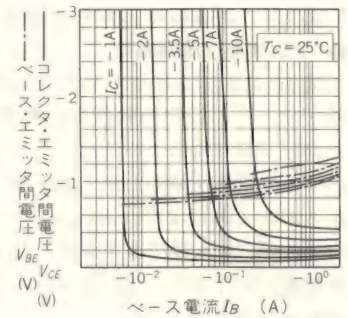
(a) 絶対最大定格

項目	記号	条件	規格値	単位
コレクタ-エミッタ間電圧	$V_{CE(SUS)}$	$I_C=-0.1\text{A}$	min -40	V
コレクタしや断電流	I_{CBO}	定格電圧において	max -0.1	mA
	I_{CEO}		max -0.1	
エミッタしや断電流	I_{EBO}	定格電圧において	max -0.1	mA
直流電流増幅率	h_{FE}	$V_{CE}=-2\text{V}, I_C=-3.5\text{A}$	min 70	
コレクタ-エミッタ間飽和電圧	$V_{CE(SAT)}$	$I_C=3.5\text{A}, I_B=-0.2\text{A}$	max -0.3	V
ベース-エミッタ間飽和電圧	$V_{BE(SAT)}$		max -1.2	
熱抵抗	$R_{\theta(J-C)}$	接合部-ケース間	max 5	℃/W
トランジション周波数	f_T	$V_{CE}=-10\text{V}, I_C=-0.7\text{A}$	typ 50	MHz
ターンオン時間	t_{on}	$I_C=-3.5\text{A}$	max 0.3	μs
蓄積時間	t_{sig}	$I_{B1}=-0.35\text{A}, I_{B2}=-0.35\text{A}$	max 1.5	
下降時間	t_f	$R_L=8\Omega, V_{BB2}=-4\text{V}$	max 0.5	

(b) 電氣的・熱的特性 ($T_C=25^\circ\text{C}$)



(c) $h_{FE}-I_C$ 特性



(d) 飽和特性

ることです。完全な定電流負荷の場合、負荷電流が I_{S1} 以下でも出力電圧は定格電圧まで上がらずスタート・ミスを起こします。

さて図 8 において、どのような回路動作でフの字カーブを描くのか説明します。

回路が起動するとき出力電圧はゼロですから、起動抵抗 R_1 を流れる電流の一部は R_5 にも流れます。そのため、この時点では Tr_2 のベースには十分な電流が流れず、出力電流も抑えられています。出力電圧が少しでも上昇すると R_4 を通って R_5 に電流が流れ込み、その分 Tr_2 のベース電流が増えます。出力電流は出力電圧の上昇と共に増えていきます。

負荷が短絡状態のときは、起動時と同様、 R_4 を通って R_5 に流れる電流がないため、 Tr_2 のベース電流は不十分で、出力電流は低く抑えられています。このときの出力電流が I_{S2} です。

起動後、出力電圧が定格電圧に達すると、 R_4 を通って R_5 に流れる電流も十分となり、起動抵抗 R_1 を流れる電流の大部分が Tr_2 のベース電流になると考えられます。しかし、出力電流が増加して Tr_1 のコレクタ

-エミッタ間飽和電圧が大きくなると、出力電圧は下がり始めます。このときの出力電流が I_{S1} です。

出力電圧が下がれば、 R_4 を通って R_5 に流れる電流が減り、その分 Tr_2 のベース電流も減り、出力電流が下がります。出力電流は出力電圧の下降と共に減っていきます。

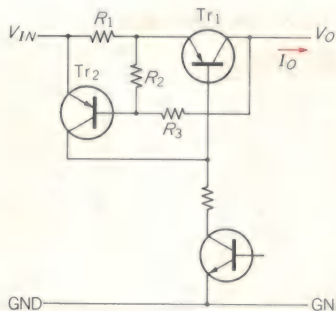
フの字特性は上に述べたような動作によって得られますが、回路定数の値と I_{S1} 、 I_{S2} の関係については次節の回路定数の計算の項を参照してください。

図 1 の回路により、実際の出力電流対出力電圧の特性を調べたところ図 10 のカーブを得ました。

Tr_1 と Tr_2 の h_{FE} はフの字特性に影響を与えますが、特にパワー・トランジスタ Tr_1 の h_{FE} は大きいほどよいといえます。その理由は I_{S1} と I_{S2} の差を大きくできるからです。

また、 Tr_1 の h_{FE} が大きいとベース電流も小さな値で済み、ドライブ損失を小さくできるというメリットもあります。しかし、ダーリントン構造にして h_{FE} を大きくしたのは、 $V_{CE(sat)}$ が大きくなって入出力間電圧差を小さくできません。

〈図 12〉



そこで、シングル構造で h_{FE} の大きいトランジスタが必要となります。使用した新電元の2SA1598は $V_{CE(sat)}$ が標準値で0.2 V、 h_{FE} が標準値で150のトランジスタで、低損失リニア・レギュレータに向いています。

図 11 に 2SA1598 のおもな特性を示します。

● フの字型保護回路(2)

図 12 は別の方法を用いたフの字特性を示す保護回路です。この回路の動作は、電流が増大して R_1 両端の電圧が高くなると、 Tr_2 がアクティブとなって Tr_1 のベース電流を減らし出力電圧を下げます。出力電圧が下がることにより、 R_2 と R_3 によって分圧されている Tr_2 のベース電圧も下がり、 Tr_2 のコレクタ-エミッタ間電圧が下がり、 Tr_1 のベース電流を減らして出力電流を下げます。

このように出力電圧の降下によって出力電流も減らすことで、フの字特性を得ています。

図 1 の回路にこの保護回路を使用した例を、図 13 に示します。

この回路の出力電流対出力電圧の特性を調べたところ、図 14 のカーブを得ました。

このフの字型保護回路では、**入力電圧が高いほど、 I_{S1} と I_{S2} が共に小さくなる**特徴をもっています。また、 Tr_1 および Tr_2 の h_{FE} に影響されないのが、フの字特性を決める抵抗をいちいち Tr_1 と Tr_2 の h_{FE} にしたがって決めるという必要もありません。

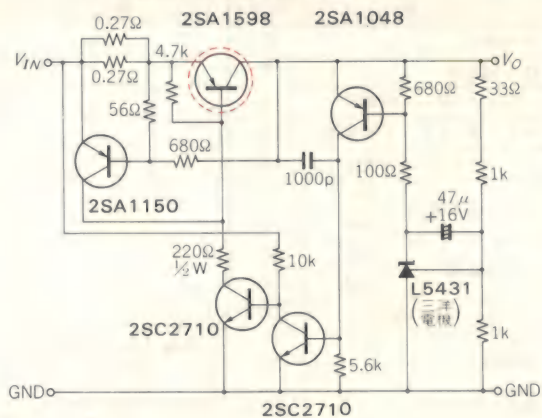
一方、図1の回路に使用したフの字型保護回路(図8)では、 I_{S1} と I_{S2} 共に入力電圧が高いほど大きくなる特徴をもっています。また、 Tr_1 および Tr_2 の h_{FE} に応じて抵抗の調整が必要となります。しかし低損失という点から見れば、図1の回路のほうが入出力間電圧をより小さく抑えることができるため優れています。

図1の回路は3Aの出力条件で入力電圧が5.4Vまで動作します。図13の回路では、同じ条件で入力電圧が5.8Vまで動作します。

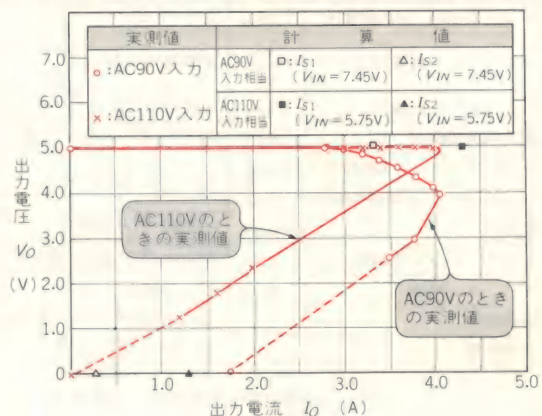
● AC トランスと整流平滑回路

低損失リニア・レギュレータを効率よく働かせるためには、トランスの2次電圧と整流平滑回路を注意して設計する必要があります。入力電圧が高過ぎれば低

〈図 13〉 図 12 のフの字型保護回路(2)による低損失
リニア・レギュレータ回路



〈図 14〉 図 13 の回路によるフの字特性の実測値と計算値



損失にならず、逆に入力電圧を低くし過ぎると、減電圧時に AC リプルが出力に出てしまいます。

トランスの2次電圧と整流平滑回路の設計についてはいろいろな方法が紹介されています。O. H. Schadeのグラフを用いる方法もコンピュータ・シミュレーションによる方法もそれぞれ有効な手段です。

しかしながら、0.2 V くらいの電圧差をも縮めて低損失にしたいと考えた場合、最終的には実験で確認するしかありません。O. H. Schade のグラフやシミュレーションは、大まかなコンデンサの値を知るのに役立てて、決定は実験の結果にしたがって行うのがよいでしょう。

また、ごく近似的に求めるのであれば、第2章で紹介した(4)式と(5)式を用いるのがもっとも手っ取り早い方法といえます。その場合も実験による確認は必要です。

図1の回路では、順方向ドロップ電圧の小さいショットキ・バリヤ・ダイオード(SBD)を用いて、センタ・タップ整流を行う方式を用いています。一般のブリッジ・ダイオードにくらべショットキ・バリヤ・ダイ

〈表 1〉
3 端子レギュレータと低損失レギュレータの回路方式と性能比較

回路方式	比較項目		
比較項目	一般3端子レギュレータ	低損失リニア・レギュレータ(図1)	
最小入力電圧	7.0V	5.5V	
整流平滑回路	一般整流ダイオードによるブリッジ	一般整流ダイオードによるブリッジ	ショットキ・バリア・ダイオードによるセンタ・タップ
	ACトランス仕様	1次側:0-100-110V 2次側:0-6-8-10-12V(5A) $R_s:0.128\Omega$ (0-8V, 入力100Vタップ使用時) $R_s:0.126\Omega$ (0-8V, 入力110Vタップ使用時) (R_s とは2次側からみたトランスのシリーズ抵抗成分)	1次側:0-100-110V 2次側:0-6-12V(3A) $R_s:0.188\Omega$ (0-6V, 6-12Vとも同じ)
	ダイオードD	D5SBA10(100V, 5A ブリッジ, 新電元)	D3SBA10(100V, 4A ブリッジ, 新電元)
コンデンサC	50000 μ F 16V	20000 μ F 16V	40000 μ F 16V
出力	15W(5V \cdot 3A)		
AC110V時 AC入力パ ワー	41.6W(50VA) $\left[\begin{matrix} V_{RMS}:110V \\ I_{RMS}:0.454A \end{matrix} \right]$	37.2W(45VA) $\left[\begin{matrix} V_{RMS}:110V \\ I_{RMS}:0.409A \end{matrix} \right]$	31.7W(37VA) $\left[\begin{matrix} V_{RMS}:110V \\ I_{RMS}:0.338A \end{matrix} \right]$
AC110V時効率	36.1%	40.3%	47.3%
AC110V時整流 平滑後の平均電圧	9.35Vリップル:0.4V(p-p)	8.14Vリップル:1.0V(p-p)	7.45Vリップル:0.4V(p-p)

オードは高価ですが、トランスのトータルVAを減らせる分と、パワー・トランジスタのヒート・シンクのサイズを小さくできることを考えると、むしろ安上がりになるのではないかと思います。

一般のブリッジ・ダイオードを用いる場合、AC電圧が6Vでは低過ぎ、また8Vでは高過ぎてせっかくの低損失レギュレータの特徴を生かし切れません。そこで、1次側の110VタップにACを入力して、2次側の8V出力を使う方法がよいと思います。8V出力は実質7.2Vとなり、損失を抑えることができます。

入出力間電圧差として最低2.0Vを必要とする3端子レギュレータの場合は、ACトランスの2次側電圧を8~9Vの間で選びますが、6Vをセンタ・タップ整流する低損失レギュレータにくらべ、電源全体の損失が大きくなります。

そこで、ショットキ・バリア・ダイオードでセンタ・タップ整流して低損失リニア・レギュレータを使う方法と、ブリッジ整流して低損失リニア・レギュレータを使う方法と、ブリッジ整流して3端子レギュレータを使う方法の三つの方法による効率を比較してみました。その結果を表1に示します。

この表の効率の値が示すように、低損失リニア・レギュレータとショットキ・バリア・ダイオードのセンタ・タップ整流の組み合わせがいちばん良い結果となっています。表には載せませんでしたが、AC100V入力の場合の効率は52%でした。

効率が高い理由は低損失リニア・レギュレータという回路構成と、順方向ドロップ電圧の低いショット

キ・バリア・ダイオードによるものです。

ショットキ・バリア・ダイオードは順方向ドロップ電圧が小さいという点で一般のダイオードにくらべ優れていますが、高温時には逆方向漏れ電流による損失が大きくなり、その損失のためさらに発熱して漏れ電流を増すという、熱暴走の危険をもっています。したがって応用に当たっては、熱設計を十分に検討する必要があります。

● ヒート・シンク

図1の回路でヒート・シンクを必要とするのは、パワー・トランジスタ2SA1598とショットキ・バリア・ダイオードESAB82-004のふたつです。詳しい計算は次節の計算編で行います。

▶ トランジスタのヒート・シンク

リニア・レギュレータの場合、トランジスタの損失は入出力電圧差と出力電流の積で求められます。入力電圧が最大となったときに、損失も最大となります。

図1の回路では、入力AC電圧範囲を100V \pm 10%としていますので、AC110Vのときの整流平滑後の電圧を測定して求めます。ここでは測定の結果7.45Vでしたので、トランジスタの損失は、

$$(7.45-5) \times 3 = 7.35(W) \dots\dots\dots(6)$$

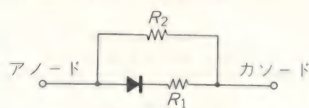
と求められます。

この損失からヒート・シンク・サイズを求めます。この場合、1.5mm厚、約200cm²のアルミ板が必要となります。

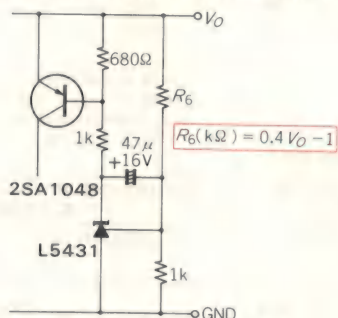
▶ ショットキ・バリア・ダイオードのヒート・シンク

ショットキ・バリア・ダイオードの損失を求めるの

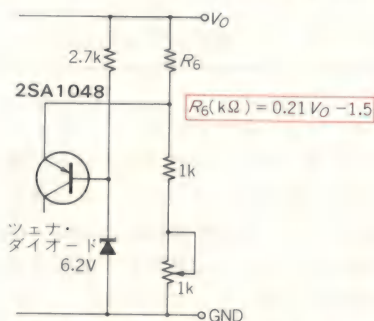
〈図 15〉 ショットキ・バリア・ダイオードの等価回路



〈図 17〉 +5V 以外の電圧を得たいときの回路



(a) 可変シャント・レギュレータを用いた回路



(b) ツェナ・ダイオードを用いた回路

は、トランジスタの損失を求めるより少し複雑です。それは、ショットキ・バリア・ダイオードの等価回路はおおむね図 15 のように表すことができ、順方向損失は電流の実効値で決まり、逆方向損失は逆方向にかかる電圧により決まるからです。

ヒート・シンクとしては 1.5 mm 厚で約 50 cm² のアルミ板が必要となります。

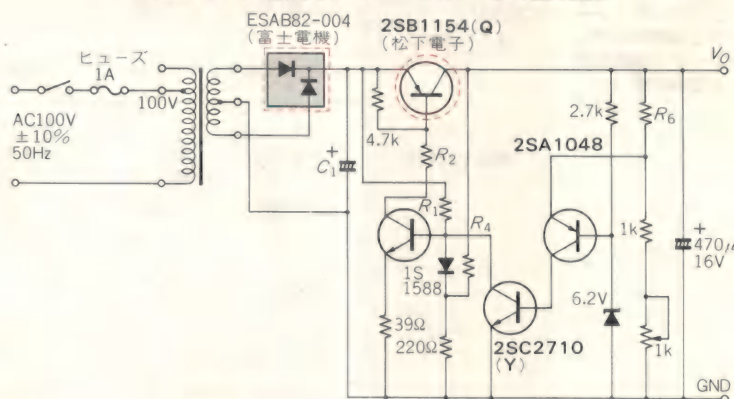
● 出力電圧の変更について

図 1 の回路の出力は +5 V・3 A ですが、+9 V・3 A、+12 V・3 A に変更することも可能です。図 16 に +9 V・3 A と +12 V・3 A の低損失リニア・レギュレータの回路例と定数変更を示します。

出力電圧が高いため、可変シャント・レギュレータの代わりに 6.2 V のツェナ・ダイオードが使えます。また定電圧制御のループ・ゲインが下がるため、コンデンサ 1000 pF と抵抗 5.6 kΩ は不要となります。

トランスについてはなるべく市販品が使えるようにしたいのですが、+12 V 出力用には 12.5 V の特注トランスが必要になります。ただし、AC 入力 が 95 V までカバーできればよい場合には、12 V・2.5 A × 2

〈図 16〉 図 1 の低損失リニア・レギュレータの出力変更



出力		9V・3A	12V・3A
部品			
トランス		0-10-20V・2.5A	0-12.5-25V・2.5A
平滑コンデンサ C ₁		27,000μF/16V	22,000μF/25V
R ₁		39kΩ	50kΩ
R ₂		220Ω ½W	330Ω ½W
R ₄		1.5kΩ	2k
R ₆		470Ω	1kΩ
ヒート・シンク	整流ダイオード	1.5mm 厚アルミ板 50cm ²	1.5mm 厚アルミ板 50cm ²
	パワー・トランジスタ	1.5mm 厚アルミ板 150cm ²	1.5mm 厚アルミ板 250cm ²
電源全体の効率 (AC110V)		53%	59%

のトランスでも使えます。

パワー・トランジスタは損失が大きくなるので、パッケージのひとまわり大きい松下電子工業の 2SB1154 を使用します。このためパターンの手直しが必要です。

回路定数の計算

● 出力電圧の求め方

図 1 の回路は、出力電圧として 5 V を考えて設計されています。もし、出力電圧として 5 V 以外の電圧を得たい場合には、図 17 に示した回路の R₆ を次の式によって決めてください。

$$R_6 \approx (0.4 \times V_O) - 1 (\text{k}\Omega) \quad \dots\dots\dots (7)$$

出力電圧が 8 V 以上の場合には、図 16 に具体的な回路をあげましたが、シャント・レギュレータの代わりに 6.2 V のツェナ・ダイオードを用いて、図 17 (b) のような回路が使えます。R₆ は次の式で求めます。

$$R_6 \approx (0.21 \times V_O) - 1.5 (\text{k}\Omega) \quad \dots\dots\dots (8)$$

出力電圧は 1 kΩ の反固定抵抗で調整します。

● フの字特性の求め方

図 8 の保護回路を用いた場合の I_{S1} と I_{S2} は次のよ

うに求められます。

$$I_{S1} = \frac{R_5 \cdot V_O}{R_3 \cdot (R_4 + R_5)} \times h_{FE} \quad \dots\dots\dots(9)$$

$$I_{S2} = \frac{(V_{IN} - V_{BE}) \cdot h_{FE} \cdot h_{FE}'}{R_1 + R_3 \cdot \left(1 + \frac{R_4 + R_5}{R_4 \cdot R_5} \cdot R_1\right) \cdot h_{FE}}$$

$$\approx \frac{R_4 \cdot R_5 \cdot (V_{IN} - V_{BE})}{R_1 \cdot R_3 \cdot (R_4 + R_5)} \cdot h_{FE} \quad \dots\dots\dots(10)$$

ここで、 h_{FE} 、 h_{FE}' はそれぞれ Tr_1 と Tr_2 の直流増幅率です。

欲しい I_{S1} と I_{S2} の値を得るためには、何回か繰り返し計算しないと良い値が定まりませんが、**計算で得た値は意外と実測値に近いものになります。**

図 12 の保護回路を用いた場合の I_{S1} と I_{S2} は、次の

ように求められます。

$$I_{S1} = \frac{R_2}{R_1 \cdot R_3} \cdot \left\{ \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot V_{BE} + V_O - V_{IN} \right\} \quad \dots\dots(11)$$

$$I_{S2} = \frac{R_2}{R_1 \cdot R_3} \cdot \left\{ \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot V_{BE} - V_{IN} \right\} \quad \dots\dots\dots(12)$$

この式も前の保護回路の場合と同様、繰り返し計算してみないといい値が定まりません。**入力電圧がある値をオーバーすると回路が動作しないという特性は、何か別な用途に使えるかもしれません。**

● ヒート・シンクのサイズ

(1) トランジスタのヒート・シンク

トランジスタの最大損失を求める場合、厳密に言えば入出力電圧差と最大出力電流の積ではなく、**ハーフ・ショート** (過電流状態でのショート) しているとき

トランジスタの接合部温度の測定法

ヒート・シンクのサイズの決定は計算だけに頼っていますので、なんらかの方法で動作中のトランジスタのジャンクション温度 T_j の値を、おおよそでも直接測定により知りたいところです。それには次のふた通りの方法があります。

▶ V_{BE} の測定による方法

パワー・トランジスタのコレクタをオープンのまま、ダイオードの V_F を測定できるデジタル・マルチメータでエミッターベース間の電圧 V_{EB} を測定します。

まず始めに室温での V_{EB} を測定し、次に沸騰水の中に温度計と共に入れて十分に時間が経過したのち V_{EB} を測定します。これらの測定で得られたデータで図 A のように T_j 対 V_{EB} のグラフを作成します。

次に図 1 の回路を例にとると、まず電源を室温中で定格出力いっぱいの AC 110 V、 $I_O = 3A$ の条件で動作させます。そして十分に時間が経過したのちに V_{EB} を測定するわけですが、その際回路をいったん止めなければなりません。そこで図 B のようにあらかじめデジタル・マルチメータとスイッチを接続し

ておきます。

このデジタル・マルチメータは図 A のグラフを作るときに使ったものと同じでなければなりません。このようにしてスイッチを OFF にした直後の V_{EB} を測定します。この V_{EB} を図 A のグラフに当てはめて T_j を得ることができます。

かりに室温 25°C のときに T_j が 80°C であるすると、周囲温度が 55°C のときの T_j は 110°C と考えることができます。

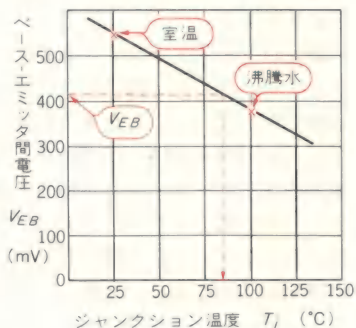
▶ フレームの温度測定による方法

パワー・トランジスタのフレームに熱電対を直接はんだ付けして測温します。ただし 2SA1598 のような絶縁型でフレームが外に出ていないタイプは、コレクタのリード・ピンの根元にはんだ付けをします。ジャンクションとコレクタ・リードの間の熱抵抗はカタログに記載されていませんので、メーカーに問い合わせてください。コレクタ・リードの温度を T_c 、ジャンクション-コレクタ・リード間の熱抵抗を $R_{th(j-c)}$ とすれば T_j は、

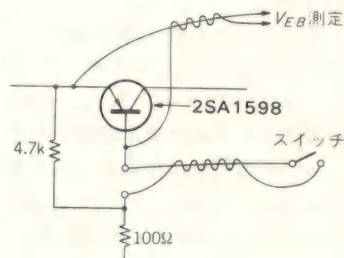
$$T_j = T_c + R_{th(j-c)} \times P_D$$

として求められます。

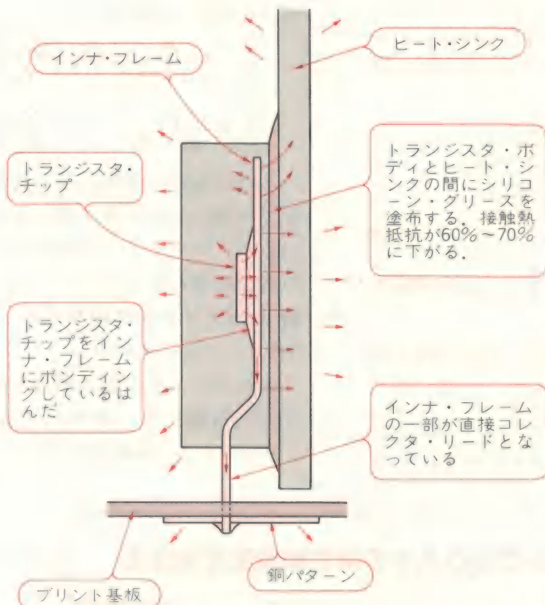
〈図 A〉
 T_j 対 V_{EB} の例



〈図 B〉
 V_{EB} の変化から ΔT_j の概略値を測定するための接続図



〈図 18〉
トランジスタの内部
と熱の拡散



▶ トランジスタ・チップ内で発生した熱は、大部分はインナ・フレームに伝わる。絶縁タイプのトランジスタはインナ・フレームがプラスチックで覆われているため、熱はインナ・フレームからこのプラスチック層を通り、ヒート・シンクへと伝わっていく。チップ内で発生した熱の一部はプラスチック・ボディ表面より直接大気へ伝わり、また別の一部はインナ・フレームの延長となっているコレクタ・リード・ピンよりプリント基板の銅パターンに伝わっていく。

▶ コレクタ・リード・ピンからの熱拡散は効果があるので、プリント基板のコレクタ部のパターン面積は大きいほどよい。この図は絶縁タイプのトランジスタを例にとっている。非絶縁タイプのトランジスタを使ってヒート・シンクから絶縁するためには、トランジスタとヒート・シンクの間に絶縁材(マイカ板またはシリコン・ラバーのシート)を挿入する。その際マイカ板の場合は両面にシリコン・グリースを塗布する。シリコン・ラバーのシートを用いる場合は、シリコン・グリースは不要。作業性はシリコン・ラバーのシートを用いるほうが高いが、熱抵抗はマイカ板にくらべて大きい。

の入出力電圧差と出力電流の積になるはずですが、

しかし、ここでは入出力電圧差と最大出力電流の積として計算することにします。ハーフ・ショートが起こり得る場合は、別の熱しゃ断回路を付けるくふうをしてみてください。

トランジスタのチップにおいて P_D (W) の損失があって、その損失による温度上昇から ΔT_j となる場合、チップから空気中への熱抵抗 $R_{th(j-a)}$ は、

$$R_{th(j-a)} = \frac{\Delta T_j}{P_D} \quad \text{.....(13)}$$

と表すことができます。

ΔT_j は周囲温度と半導体チップ内の接合部(ジャンクション)温度の差ですから、式は、

$$R_{th(j-a)} = \frac{T_j - T_a}{P_D} \quad \text{.....(14)}$$

と表すこともできます。ここで、 T_j はジャンクション温度、 T_a は周囲の大気温度です。

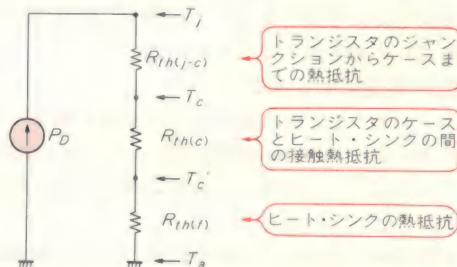
T_j はトランジスタ・メーカーが定めている最大定格を超えることがあってはなりません。

2SA1598 は $T_{j(max)}$ が 150°C と規定されています [図 11 (a)]。

トランジスタを使う側ではヒート・シンクのサイズを少しでも小さくするため、 $T_{j(max)}$ ぎりぎりまで使いたいところですが、 $T_{j(max)}$ は決して超えてはならない温度として絶対最大定格で規定されている値であるため、ある程度は余裕をみる必要があります。

ここでは、 $T_{j(max)}$ の 90% の値 (135°C) を上限としてヒート・シンクのサイズを決めることにします (スイッチング・レギュレータの場合は $T_j = 110^\circ\text{C}$ を上限とする。第 5 章参照)。

〈図 19〉 熱平衡に達したときの熱の発生源
(トランジスタの損失 P_D) と熱抵抗 R_{th}



一方、 T_a は大気温度ですが、セット内の大気温度は室温よりかなり高くなります。一般に $50 \sim 60^\circ\text{C}$ が適用されていますが、ここでは 55°C とします。

トランジスタの損失は 7.35 W ですから、熱抵抗は、

$$R_{th(j-a)} = \frac{150 \times 0.9 - 55}{7.35} = 10.8 (^\circ\text{C/W}) \quad \text{.....(15)}$$

と求められます。

熱はパワー・トランジスタのチップの中で発生していますが、その熱は図 18 に示したようにまずチップが取り付けられている金属フレームに伝わり、さらにフレームが取り付けられているヒート・シンクに伝わり、そしてヒート・シンクから大気へ伝わっていきます。一部の熱はトランジスタのケース表面から直接大気へ伝わりますが、大部分はフレームを経由します。

熱平衡状態に達した段階で、チップからフレーム、フレームからヒート・シンク、ヒート・シンクから大気へ流れる熱量はすべて等しくなります (パワー・トラン

ジスタから直接大気に流れる熱量は小さい値なのでここでは無視できる)。

そこで、熱の流れを図 19 に示すモデルで考えることにします。 P_D の単位は W (ワット) であって熱量を示す J (ジュール) ではありませんが、連続して P_D (W) の損失をしていることは毎秒 P_D (J) の発熱をしていることと同じです。

チップ内で発生した熱は、次の三つの熱抵抗を通して大気に拡散します。

▶ $R_{th(j-c)}$ (ジャンクション-ケース間)

この値はトランジスタのカatalogにも記載されていますが、2SA1598 の場合は $5(^{\circ}\text{C}/\text{W})$ です。Catalogによっては記載されない場合もありますが、そのときは、

$$\frac{T_{j(\max)} - 25}{P_c} \dots\dots\dots (16)$$

によって計算して求めます。

$T_{j(\max)}$ と P_c は絶対最大定格に必ず記載されています。

▶ $R_{th(c)}$ (ケース-ヒート・シンク間)

この値はトランジスタとヒート・シンクの間に絶縁板を挿入するかしないか、または接触面の大きさでも変わってきます。

図 20 (a) は接触熱抵抗に関するデータの例ですが、2SA1598 はヒート・シンクにじか付け可能ですから、シリコン・グリースを付けない状態で約 $2.2(^{\circ}\text{C}/\text{W})$ 、付けた状態で $1.5(^{\circ}\text{C}/\text{W})$ となります。

▶ $R_{th(f)}$ (ヒート・シンク-大気間)

ヒート・シンクの熱抵抗です。1.5 mm 厚のアルミ平板を垂直に立て、パワー・トランジスタを中央に取りつけたときの熱抵抗を図 20 (b) に示します。横軸のアルミ板の面積は、表面積ではなく板の片面だけの面積

(すなわち大きさ) です。

チップから大気までの熱抵抗の合計は、

$$R_{th(j-c)} + R_{th(c)} + R_{th(f)} \dots\dots\dots (17)$$

ですが、この式の値は(15)式ですすでに求めた $10.8(^{\circ}\text{C}/\text{W})$ 以下でなければなりません。

一方、 $R_{th(j-c)}$ は $5(^{\circ}\text{C}/\text{W})$ 、 $R_{th(c)}$ はシリコン・グリースを付ける条件で $1.5(^{\circ}\text{C}/\text{W})$ ですから、 $R_{th(f)}$ は $4.3(^{\circ}\text{C}/\text{W})$ 以下ということになります。図 20 (b) から $R_{th(f)}$ が $4.3(^{\circ}\text{C}/\text{W})$ になるアルミ板の面積を求めると、一般の 1.5 mm 厚で約 200 cm^2 となります。

熱は実際にはパワー・トランジスタの表面からも直接大気に拡散し、またリード線から基板の導体部分(銅はく面)を伝わっても拡散しますので、ヒート・シンクのサイズを多少小さくできます。

(2) 整流ダイオードのヒート・シンク

ショットキ・バリヤ・ダイオードの等価回路は大むね図 15 のように表すことができます。順方向損失はダイオードの順方向ドロップ電圧と R_1 により、また逆方向損失は R_2 により発生します。

したがってショットキ・バリヤ・ダイオードの損失は、平均電流が同じでも実効電流が大きいほど、また逆電圧が大きいほど大きくなります。図 21 に ESAB82-004 の定格と特性を示します。

この図の中の順損失は順方向損失を求める特性カーブを示しています。平均電流 3 A は実効値にして 5.1 A (約 1.7 倍) となりますが、DC の損失カーブ 5.1 A の損失を順方向損失と見なすと、約 2.6 W と求まります。

図 21 (b) の逆損失は逆方向損失を求める特性カーブを示しています。ダイオードには $12 \times \sqrt{2} \times 1.1 \approx 18.7$ (V) 以上の電圧はかかりません。かりに 20 V の逆電圧が DC でかかっているとすると、2 素子分として $0.12 \times 2 = 0.24$ (W) です。

現場技術者実戦シリーズ

ポイントが一目でわかる二色刷

好評発売中

OP アンプ IC 活用ノウハウ

玉村俊雄 著

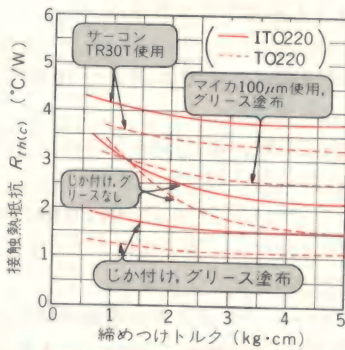
最適設計実現への手がかりを詳解

A 5 判, 248 ページ, 定価 1850 円

本書の内容

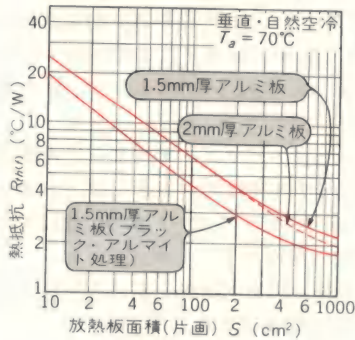
主な内容は次のとおりです。第 1 章; 直流回路の設計, 第 2 章; 交流信号回路の設計, 第 3 章; 広帯域増幅回路の設計, 第 4 章; ロー・ノイズ回路の設計, 第 5 章; 高入力インピーダンス回路, サンプル&ホールド回路の設計, 第 6 章; A-D/D-A コンバータ回路の設計, 第 7 章; フィルタ回路の設計, 第 8 章; 発振回路の設計, 第 9 章; 高信頼性設計の常識

〈図 20〉 熱抵抗を求めるグラフ



ITO220は絶縁型TO220のことで、2SA1598, 2SA1599は、ITO220のグループ

(a) 接触熱抵抗 [$R_{th(c)}$]



(b) アルミ板の熱抵抗 [$R_{th(l)}$]

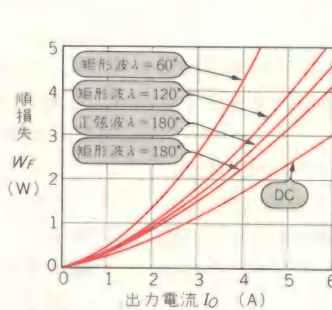
〈図 21〉⁽³⁾ ショットキ・バリア・ダイオード ESAB82-004 の定格と特性

項 目		記号	ESAB82	単位	
			-004		
電圧	ピーク繰り返し逆電圧	V_{RRM}	40	V	
	ピーク非繰り返し逆電圧	V_{RSM}	48($t_W=500\text{ns}$, デューティ=1/40)	V	
項 目		記号	条件	定格値	単位
電流	平均出力電流	I_O	方形波, デューティ=1/2, ケース温度 103℃	5.0*	A
	サージ電流	I_{FSM}	正弦波 10ms 定格負荷状態より	100	A
温度	接合温度	T_j		-40 ~ +125	℃
	保存温度	T_{stg}		-40 ~ +125	℃

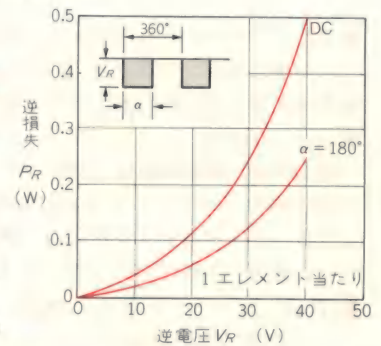
(a) 最大定格 *センタ・タップ出力電流平均値

項 目		記号	条 件	最大値	単位
電氣的特性	順電圧	V_{FM}	$T_C=25^\circ\text{C}$ $I_{FM}=2.0\text{A}$	0.55	V
	逆電流	I_{RRM}	$T_C=25^\circ\text{C}$ $V_R=V_{RRM}$	5.0	mA
熱特性	熱抵抗	$R_{th(j-c)}$	接合-ケース間 (平滑直流)	5.0	°C/W
	接触熱抵抗	$R_{th(l)}$	ケース-冷却体間 (接触コンパウンド塗布)	1.0	°C/W

(b) 電氣的特性



(c) 順損失



(d) 逆損失

順方向と逆方向の合計損失は 2.9 W 以下となります。ショットキ・バリア・ダイオードの逆方向電流値は温度上昇と共に増えるので、ここでは $T_{j(\max)}$ の値は 100°C を目安とします。 T_j を 100°C に抑えるためのヒート・シンクの熱抵抗は次のように求められます。

$$R_{th(l)} = \frac{100 - 55}{2.9} - (5 + 1) = 9.5 (^\circ\text{C/W}) \dots\dots\dots (18)$$

ここで、式の中の 5 は ESAB82-004 の熱抵抗 $R_{th(j-c)}$ であり、1 は接触熱抵抗 $R_{th(l)}$ です [図 21 (b)]。ヒート・シンクのサイズは図 20 (b) より約 50 cm² と

求められます。

製作した電源では、パワー・トランジスタとダイオードを共通のヒート・シンクに取り付けています (写真 1 参照)。

●引用文献●

- (1) L5431, 三洋半導体ニュース, No.2173.
- (2) 2SA1598, 低飽和電圧パワートランジスタ, カタログ No. E371, 新電元工業株.
- (3) ESAB82-004, 富士高速整流ダイオード, カタログ No. RH260d, '88 年 9 月, 富士電機株.

専用 IC を使った低損失リニア・レギュレータ回路集

低損失リニア・レギュレータ用の IC も各社から製品化されています。ここでは、PQ05RF2(シャープ)、STR9005(サンケン電気)、LT1083(リニアテクノロジー)の各 IC を紹介します。

● PQ05RF2 による 5V・2A 電源

シャープからは、**入出力間電圧差 0.5V** の低損失リニア・レギュレータのシリーズが発売されています。このシリーズの概略仕様を表 1 に示します。またこのシリーズを写真 1 に示します。

この IC の特徴は、プラスチック・ボディが絶縁型 TO220 と同じで、入力、出力、グラウンドの 3 本の端子および ON/OFF 制御または出力電圧微調整の端子の合計 4 本のリード端子が設けられている点です。また、内部構造が、パワー・トランジスタ・チップと

($T_a=25^{\circ}\text{C}$)

項目		記号	定格値	単位
入力電圧 ^{*1}		V_{IN}	35	V
出力制御電圧 ^{*1}	PQ05RF2 シリーズ	V_C	35	V
	PQ05RF21 シリーズ			
出力電流		I_O	2	A
許容損失(自冷)		P_{d1}	1.5	W
許容損失(無限大放熱板)		P_{d2}	18	W
接合温度		T_J	125	$^{\circ}\text{C}$
動作温度		T_{opr}	$-20\sim+80$	$^{\circ}\text{C}$
保存温度		T_{stg}	$-30\sim+125$	$^{\circ}\text{C}$
はんだ温度 ^{*2}		T_{sol}	260	$^{\circ}\text{C}$

* 1 : GND および該当端子以外はオープンとする

* 2 : 10 秒間

(a) 絶対最大定格

(指定のない場合は $I_O=1\text{A}$, $T_a=25^{\circ}\text{C}$, *3)

<表 1>⁽¹⁾

4 端子低損失リニア・レギュレータ 2A シリーズ(シャープ)の仕様

項目		記号	条件	min	typ	max	単位
出力電圧	PQ05RF2/PQ05RF2V	V_O		4.75	5.0	5.25	V
	PQ09RF2/PQ09RF2V			8.55	9.0	9.45	
	PQ12RF2/PQ12RF2V			11.4	12.0	12.6	
	PQ15RF2/PQ15RF2V			14.25	15.0	15.75	
	PQ05RF21			4.88	5.0	5.12	
	PQ09RF21			8.78	9.0	9.22	
	PQ12RF21			11.7	12.0	12.3	
	PQ15RF21			14.63	15.0	15.37	
負荷変動率		$RegL$	$I_O=5\text{mA}\sim 2\text{A}$	—	0.5	2.0	%
入力変動率		$RegL$	*4	—	0.5	2.5	%
出力電圧温度係数		T_{CVO}	$T_J=0\sim 125^{\circ}\text{C}$	—	± 0.02	—	%/ $^{\circ}\text{C}$
リプル除去率	PQ05RF2/PQ05RF21 シリーズ	RR	$I_O=0.5\text{A}$	45	55	—	dB
	PQ05RF2V シリーズ			55	—	—	
最小入出力間電圧差		V_{I-O}	*5, $I_O=2\text{A}$	—	—	0.5	V
出力 ON 制御電圧		$V_{C(ON)}$		2.0*6	—	—	V
出力 ON 制御電流		$I_{C(ON)}$	$V_C=2.7\text{V}$	—	—	20	μA
出力 OFF 制御電圧		$V_{C(OFF)}$		—	—	0.8	V
出力 OFF 制御電流		$I_{C(OFF)}$	$V_C=0.4\text{V}$	—	—	-0.4	mA
静止時消費電流		I_q	$I_O=0$	—	—	10	mA
出力電圧微調整範囲	PQ05RF2V	$V_O(\text{ADJ})$		4.5	5.0	5.5	V
	PQ09RF2V			8.1	9.0	9.9	
	PQ12RF2V			10.8	12.0	13.2	
	PQ15RF2V			13.5	15.0	16.5	

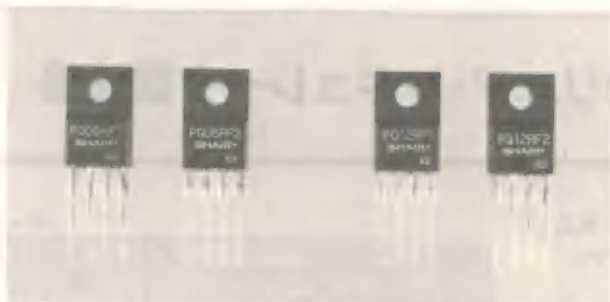
* 3 PQ05RF シリーズ : $V_{IN}=7\text{V}$, PQ09RF2 シリーズ : $V_{IN}=15\text{V}$, PQ12RF2 シリーズ : $V_{IN}=18\text{V}$, PQ15RF2 シリーズ : $V_{IN}=23\text{V}$

* 4 PQ05RF2/PQ05RF21/PQ05RF2V : $V_{IN}=6\sim 12\text{V}$
PQ09RF2/PQ09RF21/PQ09RF2V : $V_{IN}=10\sim 25\text{V}$
PQ12RF2/PQ12RF21/PQ12RF2V : $V_{IN}=13\sim 29\text{V}$
PQ15RF2/PQ15RF21/PQ15RF2V : $V_{IN}=16\sim 32\text{V}$

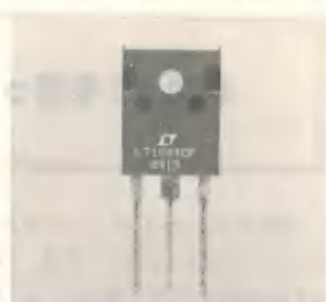
* 5 入力電圧は出力電圧が 0.95 V_O になるときの値

* 6 ON/OFF 制御端子がオープンの場合は出力電圧は ON となる (PQ05RF2/PQ05RF21 シリーズ)

(b) 電気的特性



〈写真1〉4端子低損失リニア・レギュレータ・シリーズ(シャープ, 左から5V・1A, 5V・2A, 12V・1A, 12V・2A, それぞれいちばん左が1番ピン)



〈写真2〉低損失リニア・レギュレータ IC LT1083CP (リニアテクノロジー, 端子名は左からGND, V_{OUT} , V_{IN})

コントロール・チップの2チップからなるマルチチップICになっています。標準接続図と内部結線図を図1(a)と(b)に示します。

● STR9005 による5V・4A電源
サンケン電気からは、入出力間電圧差1.0Vの低損失リニア・レギュレータSTR9000シリーズが発売されています。このシリーズの品種と概略仕様を表2に示します。

このICの特徴は4Aでも入出力間電圧差が1.0V以下であるという点と、リード端子が5本あり、入力、出力、グラウンドの3本のほかに、ON/OFF制御端子と出力電圧微調整端子の両方が付いている点です。

内部構造はハイブリッドで高い電圧精度が得られています。標準接続図と内部等価回路を図2(a)と(b)に示します。

● LT1083 による5V・7.5A電源
リニアテクノロジーからは、入出力間電圧差1.5Vの低損失リニア・レギュレータLT1083/4/5シリーズが発売されています。このシリーズの概略仕様を表3、また外観を写真2に示します。

このシリーズの特徴は、最大7.5Aの出力電流が得られることと、さらにパラレル接続で出力電流を上げることも可能(パラスト抵抗を使用)である点です。

また、熱しゃ断回路をもっている
ので、ハーフ・ショートでICが破壊する心配がない点も使う側にとってありがたいところです。標準接続図を図3に示します。

● 低損失リニア・レギュレータ用ICを使用するとき

〈表2〉^(a) 低損失リニア・レギュレータ4Aシリーズ(サンケン電気)の仕様

項 目	記号	定格値			単位
		STR9005	STR9012	STR9015	
直 流 入 力 電 圧	V_{IN}	15(パルス25)	25(パルス30)	25(パルス30)	V
出 力 電 流	I_O	4.0			A
許 容 損 失	P_D	75($T_C=25^{\circ}\text{C}$)			W
		3.2(放熱板なし)			
接 合 温 度	T_J	-30～+125			$^{\circ}\text{C}$
動作時ケース温度	T_c	-20～+100			$^{\circ}\text{C}$
保 存 温 度	T_{stg}	-30～+125			$^{\circ}\text{C}$

熱抵抗(接合-ケース間) $R_{\theta(J-C)}=1.25^\circ\text{C/W}(\text{max})$

(a) 最大定格($T_a=25^\circ\text{C}$)

項 目	記号	規格値									単位
		STR9005			STR9012			STR9015			
		min	typ	max	min	typ	max	min	typ	max	
設定出力電圧	V_O	4.9	5.0	5.1	11.8	12.0	12.2	14.8	15.0	15.2	V
	条件	$V_{IN}=8.0V, I_O=2.0A$			$V_{IN}=16V, I_O=2.0A$			$V_{IN}=20V, I_O=2.0A$			
最小入出力電圧差	V_{DIF}			0.5			0.5			0.5	V
	条件	$I_O=2.0A$									
				1.0			1.0			1.0	
	条件	$I_O=4.0A$									
出力電圧変動 (対入力電圧)	ΔV_{OLINE}		10	30		30	80		50	100	mV
	条件	$V_{IN}=6\sim 15V, I_O=2.0A$			$V_{IN}=13\sim 25V, I_O=2.0A$			$V_{IN}=16\sim 25V, I_O=2.0A$			
出力電圧変動 (対出力電流)	ΔV_{OLOAD}		40	100		80	200		100	200	mV
	条件	$V_{IN}=8.0V, I_O=0\sim 3.0A$			$V_{IN}=16V, I_O=0\sim 3.0A$			$V_{IN}=20V, I_O=0\sim 3.0A$			
出力電圧温度係数	$\Delta V_O/\Delta T$		± 0.5			± 1.5			± 1.5		mV/°C
リプル減衰率	R_{REJ}		54			54			54		dB
	条件	$f=100\sim 120Hz$									
過電流保護 開始電流	I_{S1}	4.1			4.1			4.1			A
	条件	$V_{IN}=8.0V$			$V_{IN}=16V$			$V_{IN}=20V$			
出力ON/OFF制御電圧* (3-5端子間電圧)	$V_{O(ON)}$			0.6			0.6			0.6	V
	$V_{O(OFF)}$	2.0			2.0			2.0			V
出力OFF時電圧	V_O			0.5			0.5			0.5	V
	条件	$V_{IN}=8.0V, I_O=0A$			$V_{IN}=15V, I_O=0A$			$V_{IN}=20V, I_O=0A$			

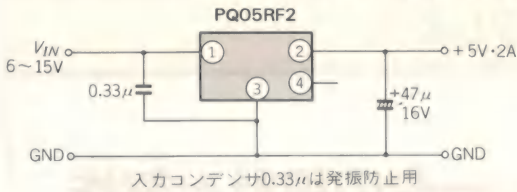
* 出力は3-5端子間電圧0.6V以下でONし、2.0V以上でOFFする。

(b) 電気的特性($T_a=25^\circ\text{C}$)

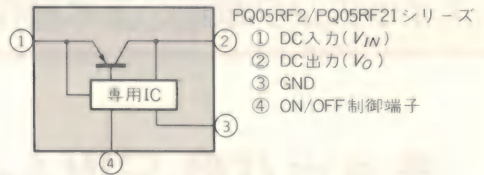
の注意

第3章のディスクリット回路のところでも説明しましたが、トランスの2次側電圧と平滑用コンデンサの選択が誤っていると、どのように優れた低損失リニ

〈図 1〉⁽¹⁾ PQ05RF2 を使用した低損失リニア・レギュレータ回路



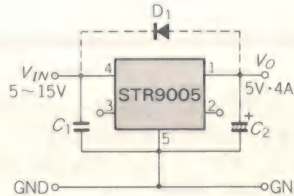
(a) PQ05RF2 の標準接続図



(b) 内部結線図

〈図 2〉⁽²⁾

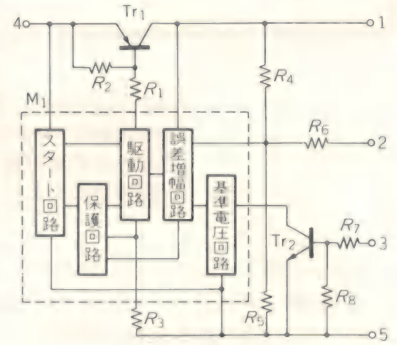
STR9005 を使用した
低損失リニア・レギュ
レータ回路



C₁: 発振防止用コンデンサ(0.33μF)
4番端子との接続はできるだけ短くする
C₂: 出力コンデンサ(47~100μF/50V)
1番端子との接続はできるだけ短くする
D₁: 保護用ダイオード(RM1Z)
入力・出力間が逆バイアスになる場合に必要。
ただし、出力コンデンサが100μF以下であれば
特に必要なし

(a) STR9005 の標準接続図

端子 番号	名 称
1	出力(ケース裏面)
2	出力電圧調整
3	出力ON/OFF制御
4	入力
5	グラウンド



(b) 等価回路図

〈表 3〉⁽³⁾ 低損失リニア・レギュレータ LT1083/4/5 (リニアテクノロジー) の仕様

最大損失			内部制限回路による	
入力電圧*			30V	
動作入力電圧		5V タイプ	20V	
		12V タイプ	25V	
動作ジャンクション温度	M グレード品	制御部	-55~150°C	
		パワー Tr	-55~200°C	
	C グレード品	制御部	-55~125°C	
		パワー Tr	-55~150°C	
保存温度			-65~150°C	
リード温度 (はんだディップ 10 秒)			300°C	

* 30V までの過渡的な電圧に対しては耐えることができるが、動作電圧に定められている値を超えた入力電圧に対しては劣化が起こり得る。また入出力間電圧が 15V 以上のときは、レギュレーションを保つために最低 5mA の負荷電流を必要とする。

項 目		規格		条件	
出力電圧	5V タイプ	5V±2%	6.5V ≤ VIN ≤ 20V	0 ≤ IO ≤ IFULL*	
	12V タイプ	12V±2%	13.5V ≤ VIN ≤ 25V		
入力変動	5V タイプ	10mV max	6.5V ≤ VIN ≤ 20V	IO = 0mA TJ = 25°C	
	12V タイプ	25mV max	13.5V ≤ VIN ≤ 25V		
負荷変動	5V タイプ	20mV max	VIN = 8V	0 ≤ IO ≤ IFULL TJ = 25°C	
	12V タイプ	36mV max	VIN = 15V		
入出力電圧差	5V タイプ	1.5V max	ΔVO = 50mV	IO = IFULL	
	12V タイプ		ΔVO = 120mV		
熱抵抗 Rth(j-c)	7.5A タイプ	1.6°C/W max	P パッケージ	パワー Tr ジャンクションとケース間	
	5A タイプ	2.3°C/W max	P パッケージ		
	3A タイプ	3.0°C/W max	T パッケージ		

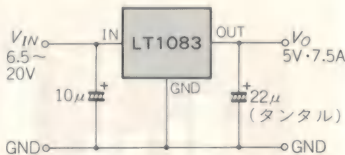
* LT1083, LT1084, LT1085 はそれぞれ 7.5A, 5A, 3A の出力電流を得ることができるが、最大損失の制限を受けるため、入力電圧が高くなるほど実際にとれる出力電流は小さくなる。IFULL は最大損失の制限による実際にとれる最大出力電流の値を示す。

(a) 絶対最大定格

(b) 電気的特性

〈図 3〉⁽³⁾

LT1083 標準接続図



ア・レギュレータ用 IC を用いても効率は上がりません。また、発熱を抑えることもできません。

AC 入力電圧が最低のときの整流平滑後の直流電圧のリプルの下限が出力電圧プラスその IC の入出力間電圧差になるように設計し、また調整する必要があります。またヒート・シンクは、入力電圧により大きき

が変わりますので、メーカーのカatalogなどを参照して決定してください。

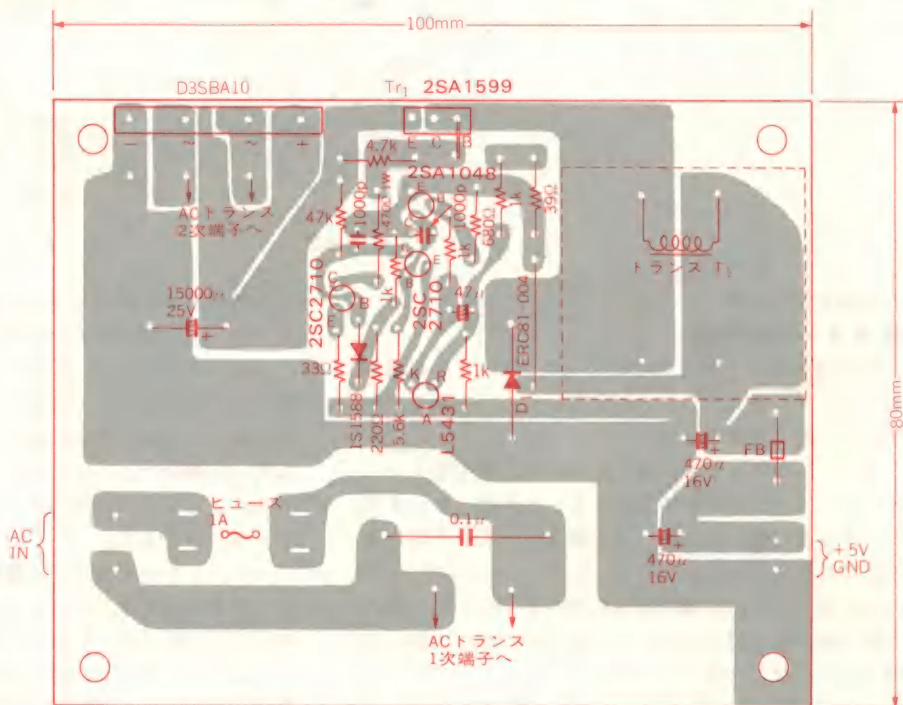
参考文献

- (1) PQ05RF2, シャープ電子部品パワーデバイス編, 1989 年 6 月。
- (2) STR9005, IC レギュレータ・カタログ, 昭和 61 年 8 月, サンケン電気。
- (3) LT1083, 3A, 5A, 7.5A Low Dropout Positive Fixed Regulators, 1988 年, LINEAR TECHNOLOGY。

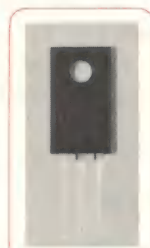
製作と実験

これから製作する回路図を図1に、プリント基板パターン図を図2に示します。また写真1に完成した電源を、写真2(a)~(g)に製作に使用する主要部品

〈図2〉
チョップ型レギュレータのプリント基板レイアウト図
(パターン面, 原寸)



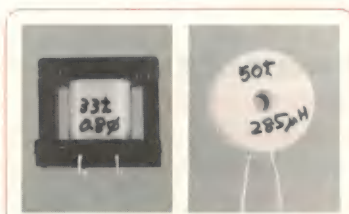
このパターンはT₁はEIコア用、ただし、孔の位置を変えることにより購入品やドラム・コアも取り付け可能。



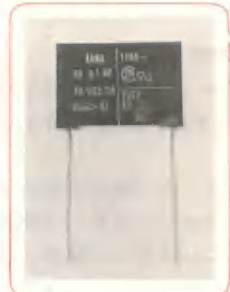
(e) スイッチング・トランジスタ
2SA1599
(新電元)



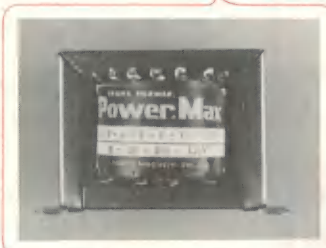
(f) フライホイール・ダイオードD₁
ERC81-004(富士電機)



(g) トランスT₁
(製作したもの)



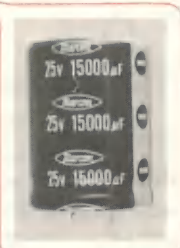
(a) フィルム・コンデンサ
0.1μF AC125V(マルコン
AANAシリーズ(UL規格品))



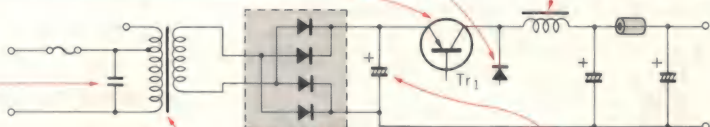
(b) ACトランス(12V・3A容量)



(c) 整流ブリッジ
D3SBA10(新電元)

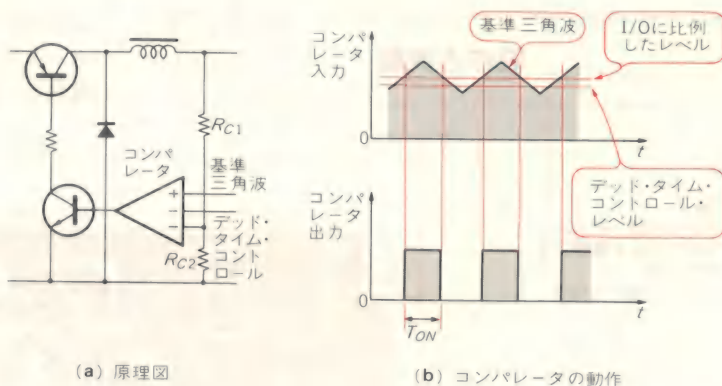


(d) 15000μF/25V
(マルコン
AUFシリーズ)



〈写真2〉 図1の回路の主要部品

〈図3〉他励式チョップの原理



の外観を示します。

● チョップパ型の特徴

回路図を見ると第3章で紹介した5V・3Aの低損失リニア・レギュレータの回路図に似ていますが、動作はまったく異なります。

リニア・レギュレータは、入出力間の電圧差をすべてパワー・トランジスタの損失として消費していますが、チョップパ型レギュレータの場合は、入出力間の電圧差に応じてスイッチング・トランジスタのON/OFFの比が変化して、定電圧制御を行います。このため、入出力間の電圧差が大きくても損失がそれに比例して増えるようなことはありません。

+12Vの入力から+5V出力を得る場合に、リニア・レギュレータでは41%以上の効率を得ることは不可能ですが、チョップパ型では72%以上の効率を得ることができます。

チョップパ型はスイッチング・トランジスタのON/OFFの比を変えて電圧を制御しますが、ONのときには負荷に電力を供給すると同時に、入出力電圧差に相当するエネルギーをリアクトル(トランス)に蓄積します。そしてOFFのときにリアクトルに蓄積されたエネルギーが負荷に供給されます。図1の T_1 がこのリアクトルに相当します。 D_1 (ERC81-004)は T_1 のエネルギーを放出するためのダイオードで、フライホイール・ダイオードと呼ばれています。

エネルギーは T_1 のコイルによってコアにいったん蓄積され、そのエネルギーは再び同じコイルによって放出されます。このように、同じコイルが蓄積と放出を兼ねている場合は、コイルのリーケージ・インダクタンスを小さくすることができ、ノイズも小さいというメリットがあります。

一方、エネルギーをコアに蓄積するコイルとコアのエネルギーを放出するためのコイルが異なる方式のスイッチング・レギュレータ(RCC方式など)の場合は、ノイズ・レベルはチョップパ型より大きくなります。

一方、エネルギーをコアに蓄積するコイルとコアのエネルギーを放出するためのコイルが異なる方式のスイッチング・レギュレータ(RCC方式など)の場合は、ノイズ・レベルはチョップパ型より大きくなります。

● 自励式チョップパ方式と他励式チョップパ方式の違い

スイッチング・トランジスタをON/OFFするためには発振回路が必要になりますが、スイッチング・トランジスタが発振回路の一部分を構成しているものを自励式チョップパと呼びます。これに対して、独立した発振回路をもっているものを他励式チョップパと呼んでいます。

自励式には、

- ① 位相の遅れを積極的に利用するもの
- ② CRにより正帰還をかけるもの
- ③ チョーク・コイルに正帰還巻線を設けて発振させるもの

などがあります。図1の回路では①の方法を使用しています。

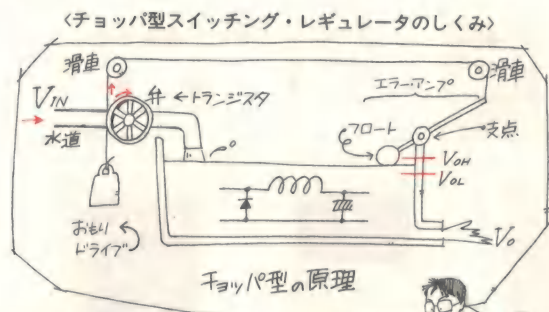
● 他励式チョップパ方式の動作

他励式はAppendixのチョップパ用ICの紹介の中に出てきますが、その原理図と基本動作を図3に示します。

図(a)を見るとわかるとおり、出力電圧は抵抗 R_{C1} と R_{C2} によって分圧され、コンパレータの(-)端子に入力されます。一方、コンパレータの(+)端子には基準となる三角波が入力されています。

さらにもうひとつの(-)端子にデッド・タイム・コントロール信号が入ります。

コンパレータの出力が“H”レベルのとき、スイッ

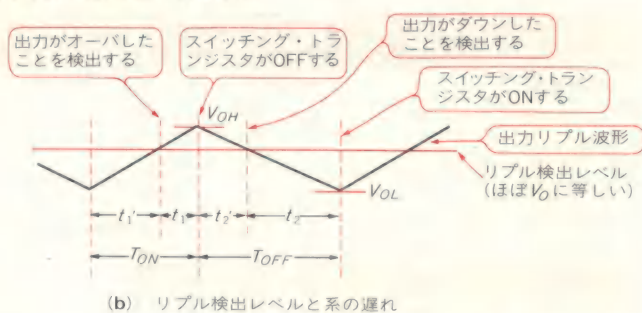
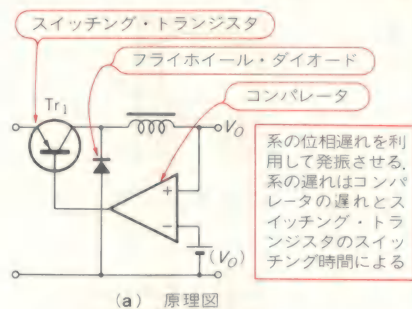


何故チョップパはこれほど
チョロチョロ出っぱなしの
水洗トイレ。リニアは
まさに水道の蛇口。スイッチングは
ノッキング中の水道管か？

※トイレ
トラップを
読むと
わかりました！



〈図4〉 製作する自動式チョッパの原理



チング・トランジスタはONとなります。コンパレータの入力端子の波形と出力のグラフ〔図3(b)]を見ると、出力電圧に比例したレベルが高くなるほどコンパレータの出力波形の“H”レベルの期間が短くなり、パワー・トランジスタのON期間が短くなるのがわかります。

また、出力電圧が下がってもON期間が100%にならないようデッド・タイム・コントロール信号が入力されています。出力電圧を R_{C1} 、 R_{C2} で分圧した電圧がデッド・タイム・コントロール信号のレベル以下に下がると、ON期間は三角波とデッド・タイム・コントロール信号のレベルによって決定されます。

例えば、三角波のもっとも低い電圧ともっとも高い電圧がそれぞれ1Vと3Vとすると、デッド・タイム・コントロール信号のレベルを2Vにしてやれば、ON期間は50%以上になることはありません。

● 自動式チョッパ方式の動作

製作する図1の回路は自動式チョッパ方式の一例ですが、ここで回路の動作を図4(a)と(b)の原理図とリップル検出レベルの波形で説明します。

図(b)において、出力電圧が V_O よりわずかに下がるとコンパレータは Tr_1 のベース電流を引き込む動作に移りますが、系の位相の遅れにより Tr_1 がONになるまでには t_2 の時間が必要となり、出力電圧は V_{OL} まで下がります。

V_{OL} で Tr_1 がON状態になって出力電圧が上がり V_O に達すると、コンパレータは Tr_1 のベース電流を止める動作に移ります。このときも系の遅れにより、 Tr_1 がOFFになるまでに t_1 の時間が必要となり、出力電圧は V_{OH} まで上がります。 V_{OH} で Tr_1 は再びOFF状態になって出力電圧が下がり、 V_O に達するとこれまでと同じ動作を繰り返します。

今回製作するチョッパ回路ではこのような方法により、系の位相遅れを利用して、発振を起こさせます。

したがって、図4(b)におけるリップル波形は発振しているために現れることになります。この発振のメカニズムについては回路定数の決め方のところで定量的に調べます。

● チョッパ型スイッチング・レギュレータの特徴

チョッパ型スイッチング・レギュレータはノイズが小さいといっても、完全にはないわけではありません。そこで、出力側はフェライト・ビーズや5~10 μ Hのチョーク・コイルを使って、 π 型フィルタの構成にしておきます。

しかし、リップル・ノイズを下げる目的で、 π 型フィルタの最初の電解コンデンサの値を上げ過ぎるのは効果がないばかりでなく、発振を不安定にする場合があります。これはリップル検出レベルがはっきりしなくなるからです。大型電解コンデンサを追加する場合は、チョーク・コイルを介して行う必要があります。

チョッパ型は入力電流をON/OFFして定電圧を得るという点でスイッチング・レギュレータの仲間ですが、応用分野はリニア・レギュレータと共通性があります。回路もリニア・レギュレータの回路に似ています。

しかし、チョッパ型スイッチング・レギュレータのリニア・レギュレータに対する最大の利点は、入力電圧をかなりラフに設定できるため、ACトランスの2次側電圧の平滑用电解コンデンサの値に、それほど神経を使わずに済むということです。

第3章で説明したように、ACトランスの2次側電圧と平滑用电解コンデンサの値がリニア・レギュレータの効率を左右しますが、チョッパ型の場合は、与えられた電圧に対して効率が最大になるように回路定数を決めることができます。

● トランスの選択について

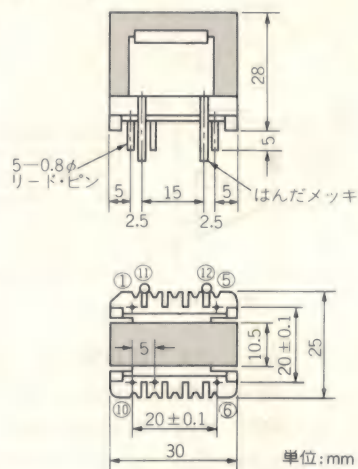
チョッパ型レギュレータの回路でリニア・レギュレータと異なる点は、トランス(T_1)の存在です。

トランスを作ったことがない人にとって、トランスが含まれている回路を組み立てるのは大変おっくうなことです。一度覚えてしまうと電源の製作が容易になります。作るのが面倒くさくて秋葉原などでインダクタンスだけを指定して、できあいのチョーク・コイルを買ってしまう人もいますが、これは飽和電流を考慮していないため、思わぬ失敗をしてしまうことがあります。

〈図 5〉⁽¹⁾ T_1 に使用する市販のチョーク・コイルの例〔富士電気化学株〕

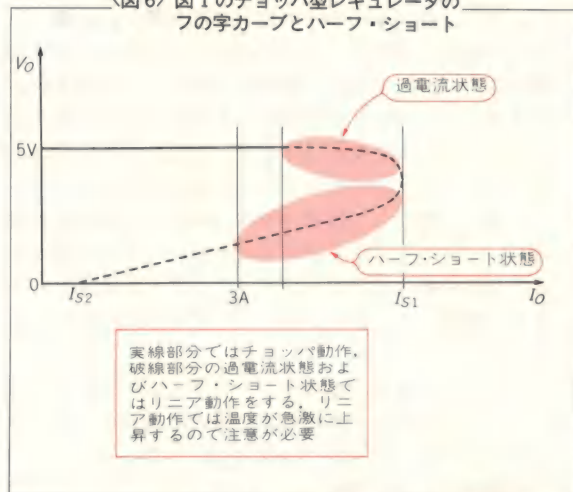
品 名	インダクタンス (μH) $\pm 20\%$	最大定格 電流 (A)	直流抵抗 (m Ω) typ	端子番号	端子径 (mm)	形状
CL15EE210	21	15	10	⑫⑪	1.0 $\phi \times 2$	D
CL15EE270	27	15	10			
CL09EE580	58	9	19		1.2 ϕ	
CL08EE770	77	8	19			
CL07EE850	85	7	31		1.0 ϕ	
CL07EE111	110	7	31			
CL04EE271	270	4	86		0.8 ϕ	
CL04EE381	380	4	86			
CL03EE481	480	2.6	174		0.65 ϕ	
CL03EE641	640	2.6	174	⑤①	—	E
CL01EE222	2200	1.4	593			
CL01EE272	2700	1.3	593			

(a) 仕 様



(b) 形状と寸法 D

〈図 6〉 図 1 のチョップパレギュレータの
フの字カーブとハーフ・ショート



もしトランス T_1 を完成品で間に合わせる場合は例えば、図 5 の富士電気化学の CL04EE271 のようにインダクタンスが $220 \sim 300 \mu\text{H}$ 、直流重畳特性が 4.5 A 近くまでフラットなものを求めてください。

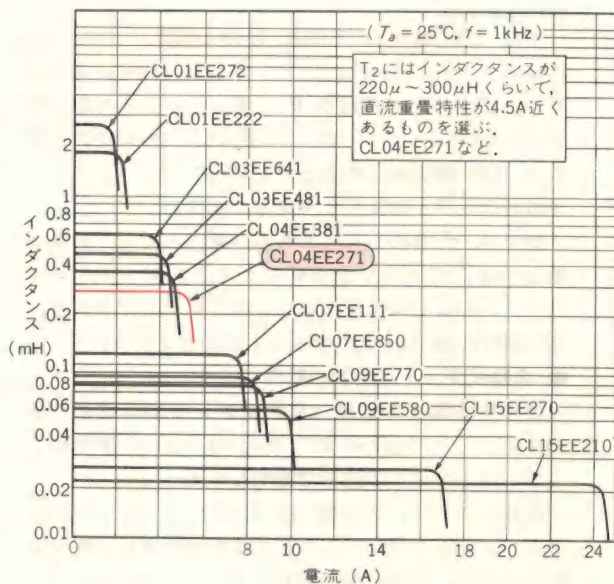
トランス T_1 の製作については回路定数の決め方のところで詳しく説明します。

回路の特性と測定結果

● 過電流保護回路について

図 1 の回路は、第 3 章で紹介したリニア・レギュレータと同様に負荷に過電流が流れた場合、フの字型保護が働きます。ところが、リニア・レギュレータの場合と大きく異なる点があります。

それは、過電流が流れることによって出力電圧が下がった場合に発振が止まり、トランジスタの損失がリニア・レギュレータと同じように入出力電圧の差と電



(c) 直流重畳特性

流の積になり、もともと入力電圧をリニア・レギュレータの場合より高く設定しているチョップパレギュレータでは、大変大きな損失となる点です。

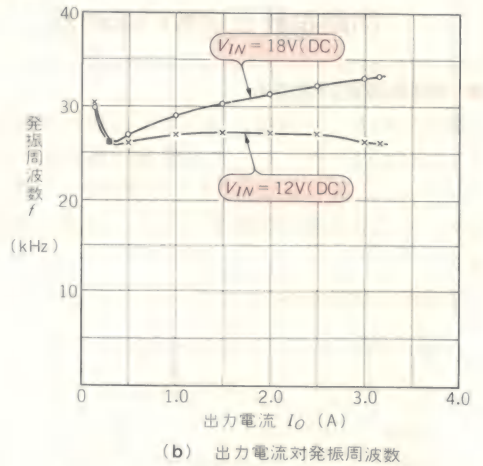
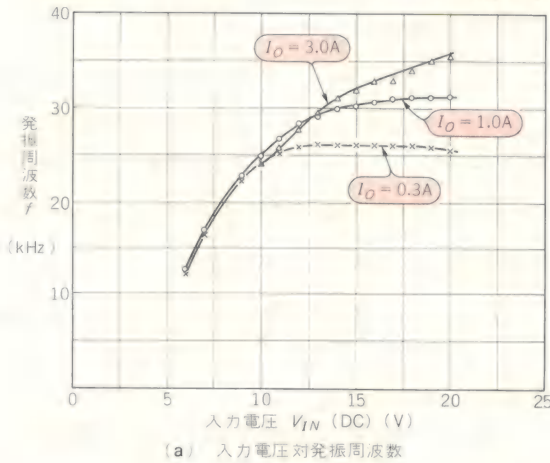
負荷が完全にショートした場合は、電流がかなり小さくなりますので損失は大きくありませんが、ハーフ・ショートのように出力電圧が少し下がった状態(図 6)で過電流が流れた場合には、スイッチング・トランジスタ T_{R1} が急激に発熱し、その状態が長く続くと破壊に至ります。この点が図 1 の回路の欠点といえます。

● 製作した電源の動作チェックと性能評価

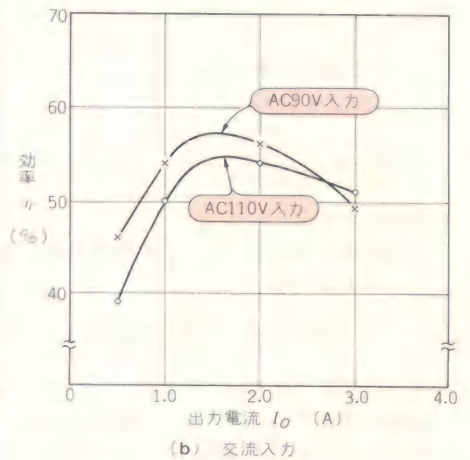
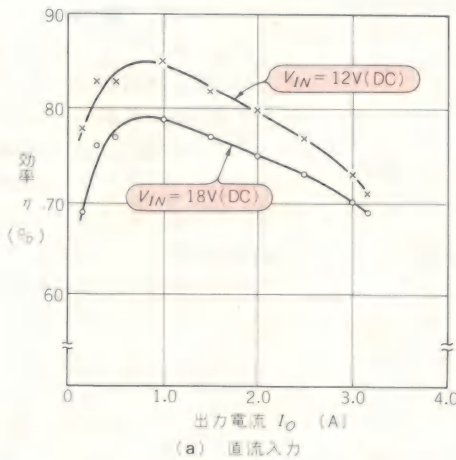
製作したチョップパ・レギュレータの各部の波形を、写真 3 と写真 4 に示します。

写真 3 は、トランジスタ T_{R1} のコレクタ電流とダイ

〈図7〉 発振周波数 f の変化



〈図8〉
出力電流 I_O に対する効率 η



オード D_1 の電流を示しています。写真4は出力リップル電圧を示していますが、スイッチングのリプル成分が約 45 mV で、スパイク成分はありません。

また、図7(a)と(b)にそれぞれ入力 DC 電圧と出力電流に対する発振周波数の変化を、図8(a)と(b)に出力電流に対する効率の変化の測定結果を示します。交流入力の場合は AC トランスおよび整流ダイオードの損失も含まれるため、直流入力の場合にくらべて効率が低くなります。

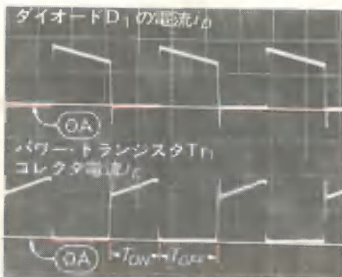
過電流保護特性として、図9に AC 入力電圧と短

絡電流 I_{S2} の関係および短絡時の AC 入力電力の関係を示します。

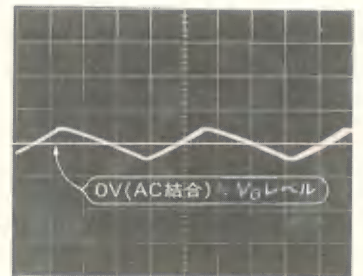
AC 入力 が 110 V のときの I_{S2} が約 0.42 A です。スイッチング・トランジスタの損失は、7.6 W ほどになります。したがって、短絡状態が多少続いてもヒート・シンクの温度が急激に上がってパワー・トランジスタが破損することはありません。

ただし、永久短絡に耐えるためには、ヒート・シンクを大きくするなどの対策が必要です。

〈写真3〉
AC100 V 入力、 $I_O=3$ A 出力時のダイオード D_1 の電流 i_D とスイッチング・トランジスタ Tr_1 のコレクタ電流 i_C (1 A/div, 10 μ s/div)



〈写真4〉
AC100 V 入力、 $I_O=3$ A 出力時の出力リップル波形 (50 mV/div, 10 μ s/div, AC 結合)



回路設計と定数の求め方

● 発振周波数の求め方

図4(b)のリプル検出レベルと系の遅れの図において、 t_1 と t_2 はレギュレータの帰還回路とスイッチング・トランジスタのスイッチング時間などで決まる値です。そこで発振の周期 T を t_1 と t_2 で表す式を導きます。

まず図の波形から、

$$\frac{t_1'}{t_1} = \frac{t_2'}{t_2} \quad \dots\dots(1)$$

$$T_{ON} = t_1 + t_1' \quad \dots\dots(2)$$

$$T_{OFF} = t_2 + t_2' \quad \dots\dots(3)$$

入力電圧 $V_{IN(DC)}$ 、出力電圧 V_O と T_{ON} および T_{OFF} の関係から、

$$V_O = \frac{T_{ON}}{T} \cdot V_{IN(DC)} \quad \dots\dots(4)$$

よって、

$$\frac{T_{ON}}{T_{OFF}} = \frac{V_O}{V_{IN(DC)} - V_O} \quad \dots\dots(5)$$

が得られます。

上の各式を使って t_1' と t_2' を消去すると周期 T は、

$$\begin{aligned} T &= T_{ON} + T_{OFF} \\ &= \frac{V_{IN(DC)}}{V_O} \cdot t_1 + \frac{V_{IN(DC)}}{V_{IN(DC)} - V_O} \cdot t_2 \quad \dots\dots(6) \end{aligned}$$

のように求まります。

発振周波数 f は $1/T$ として求まります。

(6)式より、発振の周期 T は入力電圧によって大きく左右されることがわかります。

また、(6)式には出力電流の変化が周期に与える影響について直接表されていません。しかし、この式の t_1 および t_2 はトランジスタのもつスイッチング時間を含んでおり、このスイッチング時間はコレクタ電流によって変化しますので、間接的に出力電流によっても変化することになります。

図10に(6)式の t_1 、 t_2 としてそれぞれ $3\mu\text{s}$ 、 $16\mu\text{s}$ を入れたときの T の変化と、図1の回路による実測値の両方をグラフに示しました。

● 回路定数の求め方

スイッチング・トランジスタのベースに接続されている抵抗 R_1 の値は最大出力電流によって決められます。そのほかの定数は、リニア・レギュレータ回路の定数の計算方法とほぼ同じです。

スイッチング・トランジスタのベースに接続されている抵抗を R_1 とすると、トランジスタのコレクタ電流 i_C は直流増幅率を h_{FE} として、

$$i_C = \frac{V_{IN(DC)}}{R_1} \cdot h_{FE} \quad \dots\dots(7)$$

まで流れることができます。最大コレクタ電流を i_{CP} とすると、 R_1 は、

$$R_1 = \frac{V_{IN(DC)}}{i_{CP}} \cdot h_{FE} \quad \dots\dots(8)$$

と表せますが、トランジスタがスイッチング動作中の場合は、ストレージ・タイム t_{stg} の影響により i_{CP} は、

$$i_{CP} = \frac{V_{IN(DC)}}{R_1} \cdot h_{FE} + \left(\frac{V_{IN(DC)} - V_O}{L} \right) \cdot t_{stg} \quad \dots\dots(9)$$

まで延びます。したがって R_1 の値は、

$$R_1 = \frac{V_{IN(DC)} \times h_{FE}}{\left\{ i_{CP} - \left(\frac{V_{IN(DC)} - V_O}{L} \right) \times t_{stg} \right\}} \quad \dots\dots(10)$$

と表すことができます。

一方、コレクタ電流の波形は図11および写真5に示すように、三角波に直流が重畳した形となっています。

ブロッキング・オシレータを利用したチョップパ型レギュレータの場合は、トランスがエネルギーを放出し終わってから次の発振に入るため完全な三角波となります。ところが図1の回路の場合は、トランスのエネルギー放出のタイミングとは関係なしにリプル検出のタイミングと系の遅れにより発振しているため、図11のような波形となります。

この図において、 i_{CP} は次のように表すことができます。

$$\begin{aligned} i_{CP} &= I_O + \frac{1}{2} I_2 \\ &= I_O + \frac{1}{2} \left(\frac{V_{IN(DC)} - V_O}{L} \right) \cdot T_{ON} \\ &= I_O + \frac{1}{2} \left(\frac{V_{IN(DC)} - V_O}{L} \right) \cdot \frac{V_O}{V_{IN(DC)}} \cdot T \quad \dots\dots(11) \end{aligned}$$

したがって、 R_1 はこの i_{CP} を(10)式に代入して求めることができます。

図1の回路ではそれぞれの値をおよそ次のように与えます。

- ・ $I_O = 3.3(\text{A})$ (0.3 A はマージン)
- ・ $V_{IN(DC)} = 13(\text{V})$ (最小入力電圧)
- ・ $V_O = 5(\text{V})$
- ・ $L = 220 \times 10^{-6}(\text{H})$
- ・ $h_{FE} = 150$
- ・ $t_{stg} = 2 \times 10^{-6}(\text{s})$
- ・ $T = 38 \times 10^{-6}$

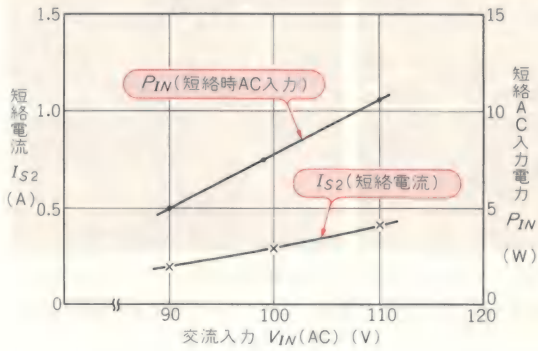
カタログに記載されている t_{stg} の値(2SA1599 では 1.5×10^{-6})は逆バイアスをかけて測定してものです。図1では逆バイアスがかからないので、カタログ値より少し大きい値とする必要があります。

上の値を代入すると、

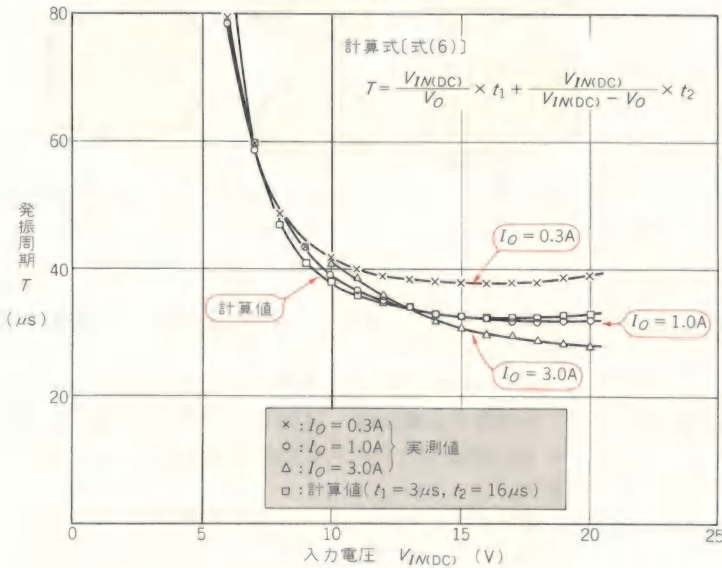
$$i_{CP} = 3.8(\text{A})$$

$$R_1 = 520(\Omega)$$

〈図9〉 短絡時の AC 入力電力



〈図10〉 発振周期の計算値と実測値の比較



と得られます。

このようにして求めた R_1 の値をもとに、 h_{FE} や t_{stg} のばらつきを考慮して実際の回路により試験を行い最適な R_1 の値を決めますが、390～560 Ω の範囲内の抵抗であれば動作上問題はないと思います。

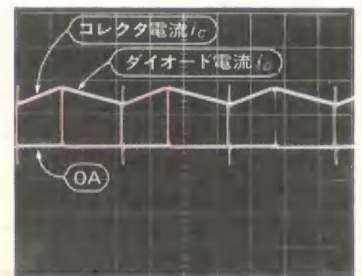
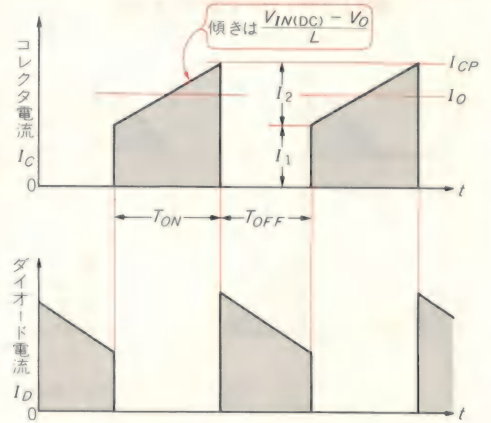
出力電圧の調整は図12のように、シャント・レギュレータの V_{ref} に接続されている抵抗に半固定抵抗を用いて行います。

● トランスのインダクタンスと臨界電流の関係

図11のコレクタ電流 i_c の波形は出力電流が大きい場合のものですが、出力電流が小さくなると写真6(a)のような波形となります。電流が小さくなると図11の波形の直流成分が下がり、ある電流値で完全な三角波となります。このときの出力電流を臨界電流と呼んでいます。

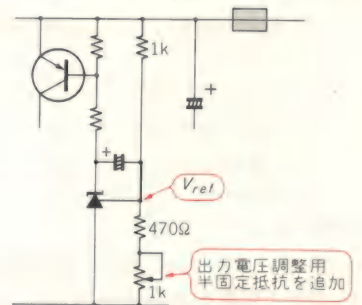
出力電流がさらに下がると、 $T_{ON} + T_{OFF}$ の値が(6)式で求めた周期 T より短くなり、図13および写真6

〈図11〉 コレクタ電流 i_c とダイオード電流 i_D の波形



〈写真5〉 コレクタ電流 i_c とダイオード電流 i_D の波形を重ねたところ (1 A/div, 10 μs/div)

〈図12〉 図1の回路の出力電圧を調整する回路

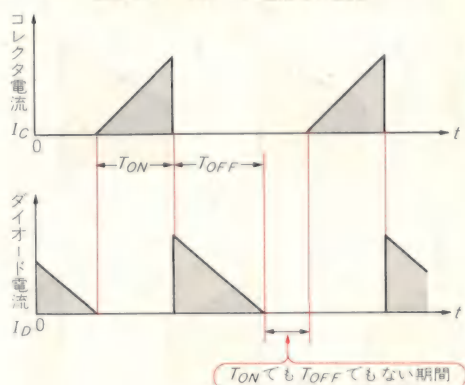


(b)のような T_{ON} でも T_{OFF} でもない期間が生じます。この期間はトランジスタが OFF の状態を保ちますが、 T_{OFF} として扱いません。

T_{ON} でも T_{OFF} でもない期間が生じてても基本的に問題はありませんが、極端に電流が小さくなると発振が不安定になります。そこで最小電流が与えられている場合は、その最小電流が臨界電流の半分程度になるようにトランスのインダクタンスを求めます。

臨界電流を i_θ とするとコレクタ・ピーク電流 i_{CP} は
$$i_{CP} = 2 \cdot i_\theta \dots\dots\dots (12)$$
 と表すことができます。

〈図 13〉 I_o が臨界電流値以下のときのコレクタ電流 i_c とダイオード電流 i_D の波形



一方, i_{CP} は,

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{V_{IN(DC)} - V_o}{L} \dots\dots\dots (13)$$

より,

$$i_{CP} = \frac{V_{IN(DC)} - V_o}{L} \cdot T_{ON}$$

$$= \left(\frac{V_{IN(DC)} - V_o}{L} \right) \cdot \frac{V_o}{V_{IN(DC)}} \cdot T \dots\dots\dots (14)$$

と表せます。これらの式から臨界電流 i_θ は,

$$i_\theta = \frac{(V_{IN(DC)} - V_o) \cdot V_o}{2L \cdot V_{IN(DC)}} \cdot T \dots\dots\dots (15)$$

と求まります。

図 1 の回路ではそれぞれの値が次のように与えられます。

- ・ $V_{IN(DC)} = 18 \text{ (V)}$ ($V_{IN(DC)}$ の最大値)
- ・ $V_o = 5 \text{ (V)}$
- ・ $L = 220 \times 10^{-6} \text{ (H)}$
- ・ $T = 38 \times 10^{-6} \text{ (sec)}$

これらの値を(15)式に代入すると,

$$i_\theta = 0.31 \text{ (A)} \dots\dots\dots (16)$$

が得られます。

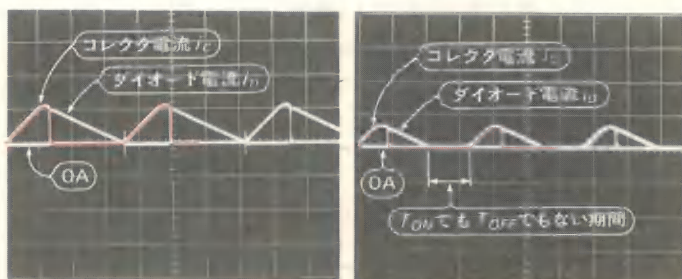
図 1 の回路による実際の臨界電流とほぼ一致しています〔写真 6 (a) の臨界電流は AC100 V 入力 (このときの $V_{IN(DC)}$ は約 16 V) のもので値が少し異なる〕。

図 1 の回路は臨界電流より低い 0.1~0.12 A まで安定に発振しました。

● トランスの作り方

ここではトランスを自作してみようとする人のために、トランスの巻き方を説明します。チョップパ型に使用するトランスは、RCC 方式に使用するトランスにくらべて作るのが容易ですので、ぜひチャレンジしてみてください。

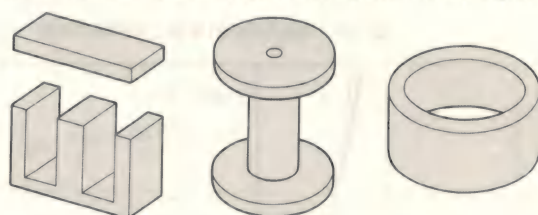
まずトランスの T_1 に使用するコアとしては、図 14 (a)~(c) に示した EI コア、トロイダル・コア、ドラム・コアのうちどれでもよいのですが、巻くのがもっとも



(a) I_o が臨界電流値のとき ($I_o = 0.285 \text{ A}$) (b) I_o が臨界電流値以下のとき ($I_o = 0.1 \text{ A}$)

〈写真 6〉 出力電流 I_o によるコレクタ電流 i_c とダイオード電流 i_D の波形変化 (0.5 A/div, 10 μs /div)

〈図 14〉 チョップパ型レギュレータ用トランス T_1 に使うことのできるコア



(a) EI コア (b) ドラム・コア (c) トロイダル・コア (リング・コア)

容易なものはドラム・コアです。逆にもっとも手間のかかるのはトロイダル・コアです。

図 1 の回路において、EI コアの代わりにドラム・コアを使用する場合は、TDK のモデルでは DR22×18 に 0.8 mm ϕ のウレタン線を約 50 回巻いたものが使えます。

またトロイダル・コアを使用する場合は、ギャップを設けることが一般的には難しいので、コアの透磁率の低い材質のものから選ぶ必要があり少し面倒です。したがって自作する場合には、EI コアまたはドラム・コアが適しているといえます。図 15 の(a)と(b)にトランスの巻き方を図解します。

EI コアで作る場合はポピンに直接ウレタン線を巻き、コアを組み合わせる時にポリエステルシート材で 0.6 mm のギャップを設けます。ギャップはインダクタンスを調整する役割を兼ねています。

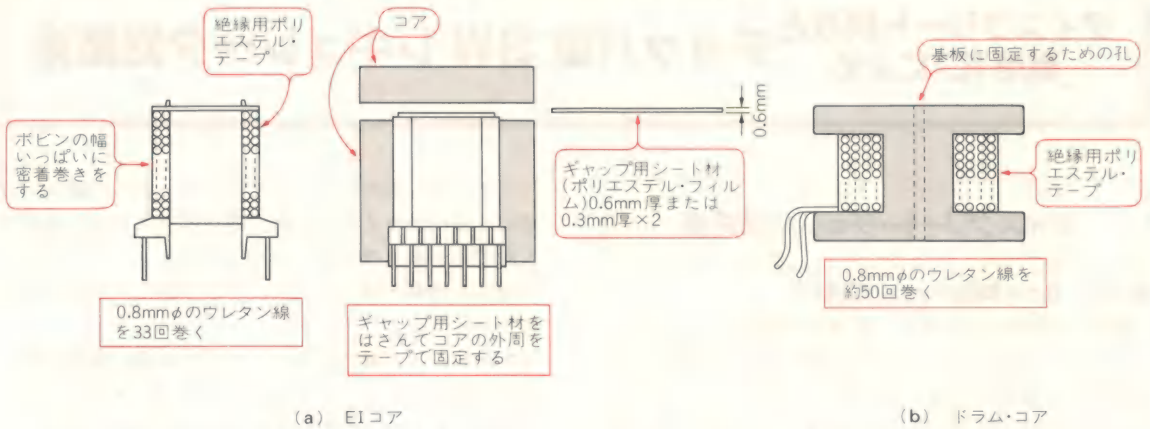
ドラム・コアで作る場合は、コアに直接ウレタン線を巻きます。ドラム・コアの場合は EI コアにくらべて巻数を多くしなければなりませんが、飽和電流を気にする必要がないというメリットがあります。

● ヒート・シンクのサイズの決め方

図 8 の効率曲線から、入力電圧が高いほど、また出力電流が大きいほど効率が低いことがわかります。

$V_{IN(DC)} = 18 \text{ V}$ (AC110 V のときの DC 入力電圧は 17 V 以下)、 $I_o = 3 \text{ A}$ のときのチョップパの効率が 70 % ですから、このときの損失は、

〈図 15〉 トランス T_1 を自作するときの巻き方



(a) EIコア

(b) ドラム・コア

$$5 \times 3 \times \left(\frac{1}{0.7} - 1 \right) \approx 6.4 \text{ (W)} \quad \dots\dots\dots (17)$$

として求めます。

この 6.4W の損失のほとんどはスイッチング・デバイスであるトランジスタ Tr_1 とダイオードの D_1 の損失です。ダイオードの損失は約 1W くらいで、特にヒート・シンクは必要ありません。残りの約 5.4W がトランジスタの損失です。

ここで第 3 章のリニア・レギュレータで求めたときと同じ方法でヒート・シンクのサイズを求めます。

チップから大気までの熱抵抗は、

$$R_{th(j-c)} + R_{th(c)} + R_{th(f)} \quad \dots\dots\dots (18)$$

です。ここで $R_{th(j-c)}$ はトランジスタのジャンクションからケースまでの熱抵抗で、2SA1599 のカタログより 5°C/W です。

また、 $R_{th(c)}$ はトランジスタのケースとヒート・シンクの接触抵抗で、第 3 章で求めたのと同様に、シリコーン・グリースを使用したときの値として 1.5°C/W とします。 $R_{th(f)}$ はヒート・シンクと大気までの熱抵抗です。

ここで(18)式は 2SA1599 のジャンクション温度

$T_{j(\max)}$ が 150°C なので、少なくとも $R_{th(f)}$ の値は、

$$\begin{aligned} R_{th(j-c)} + R_{th(c)} + R_{th(f)} \\ = \frac{150(^\circ\text{C}) \times 0.8 - 55(^\circ\text{C})}{5.4 \text{ (W)}} \quad \dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

を満たす値以上でなければなりません。ここでは、ジャンクション温度の上限をカタログの 80%，この電源を組み込むセット内の温度を 55°C としました。

これを $R_{th(f)}$ について解くと、

$$\begin{aligned} R_{th(f)} &= \frac{150 \times 0.8 - 55}{5.4} - 5 - 1.5 \\ &\approx 5.5(^\circ\text{C/W}) \quad \dots\dots\dots (20) \end{aligned}$$

となります。

得られた熱抵抗をもつヒート・シンクは、第 3 章の図 20 (b)より、1.5mm 厚の約 120 cm^2 のアルミ板となります。

整流のブリッジにはヒート・シンクは不要です。ただし、図 2 のパターンでは取り付けられるようになっています。

●引用文献●

- (1) ノイズ・フィルタ&トランス・チョークコイル・カタログ、'88. 6、富士電気化学㈱。

現場技術者実戦シリーズ

好評発売中

改訂 電力制御回路設計ノウハウ

メカトロニクスに欠かせないパワー・デバイス

在田保信／森敏／由宇義珍 共著 A5判、232頁、定価2,000円

本書は、既刊「電力制御回路設計ノウハウ」を大幅に見直し、最新の技術動向と応用分野でのニーズを考慮し、誌面の刷新を図った改訂版です。パワー・デバイスは、家電製品はもとより、電子機器の制御、駆動などに欠くことのできない重要な位置をしめています。ベテラン技術者のノウハウを活用してください。

〈内容〉 第 1 章：電力制御用デバイス 第 2 章：各種デバイスの駆動回路 第 3 章：電熱制御回路 第 4 章：照明制御回路 第 5 章：モータ制御回路 第 6 章：電源回路



CQ出版社

ディスクリート構成と専用ICによるチョップパ型SWレギュレータ回路集

ディスクリート・チョップパ回路編

● 5V・0.5A 簡易チョップパ回路(1)

図1に回路を示します。原理図を図2に示します。コンパレータのゲインが小さい場合は、系の遅れだけを利用して発振させることが難しくなります。そこで、スイッチング・トランジスタのコレクタからCとRを使って正帰還回路を組みます。発振周波数はCとRによって変化します。図1の実際の回路においてはCとして1000 pFを用いており、Rとしてはツェナ・ダイオードの動作抵抗を利用しています。

第3章のリニア・レギュレータ編を読んだ人は図1の回路が第3章の図5の回路の変形であることに気づかれたと思います。チョップパ型レギュレータは、このようにリニア・レギュレータを少し変えることにより作ることができます。

図1の回路において、2SC2710のエミッタに接続されている抵抗470Ωは過電流に対して垂下型の保護の働きをしますが、入力電圧がリニア・レギュレータにくらべ高いため、過負荷や短絡が続くとスイッチング・トランジスタが急激に発熱します。この回路の保護は瞬時短絡に対してのみ有効と考えてください。

● 5V・0.5A 簡易チョップパ回路(2)

図3に回路を示します。図1の回路ではCとRにより正帰還回路を構成しましたが、ここではトランスに帰還巻線S₂を設けて発振させています。帰還巻線によってスイッチング・トランジスタがOFF時に逆

バイアスされるため、スイッチング・ロスが図1の回路にくらべ小さくなります。逆バイアスがない場合は、入力電圧が高くなるにしたがってスイッチング・ロスが増加し効率が落ちますが、この回路ではその点が改善されています。

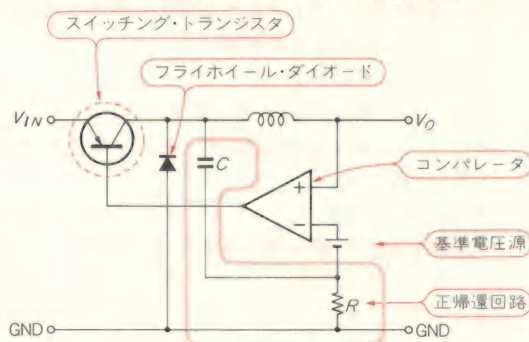
ただし、入力電圧が高いときには負荷が瞬時短絡してもスイッチング・トランジスタがASO破壊することがありますので応用するときにはこの点に注意してください。

IC チョップパ回路編

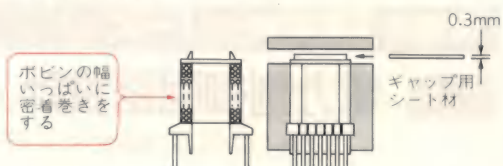
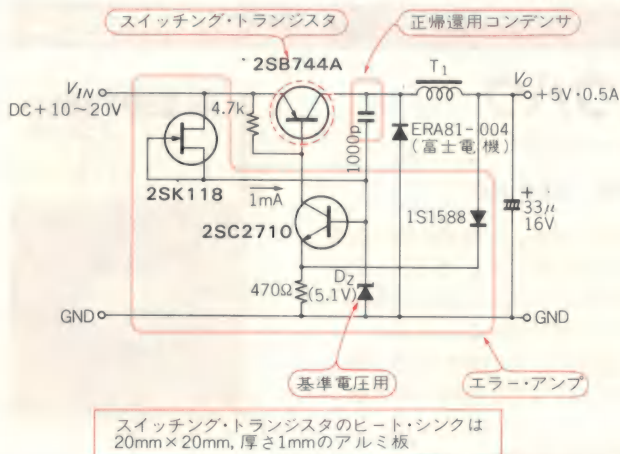
● STK730Cを使用した5V・5A チョップパ回路

三洋電機からパワー・スイッチング・デバイスにMOS FETを採用した他励式チョップパICがSTK730

〈図2〉 図1の回路のCとRによる正帰還の説明

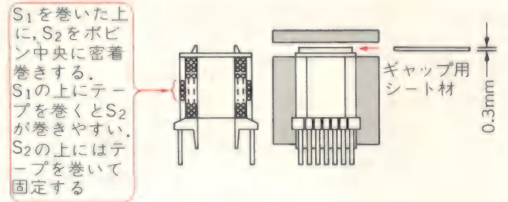
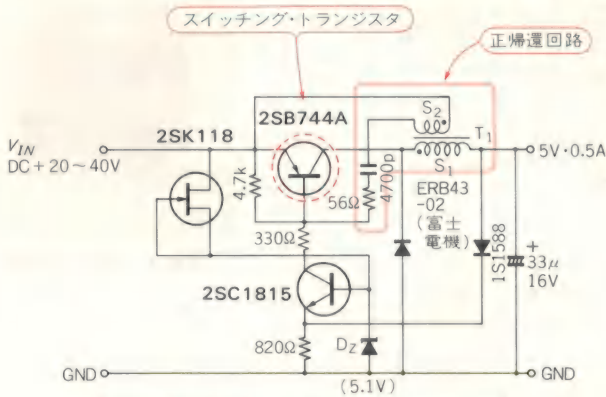


〈図1〉 5V・0.5A 簡易チョップパ回路(1)とトランス



トランスT₁の作り方
EI22型コアに0.45mmφのウレタン線を44回巻く。
コア材:TDK PC30(1BH7C1)材など
ギャップ:0.3mm
インダクタンス:245μH

〈図3〉 5V・0.5A 簡易チョッパ回路(2)とトランス



トランスT1の作り方

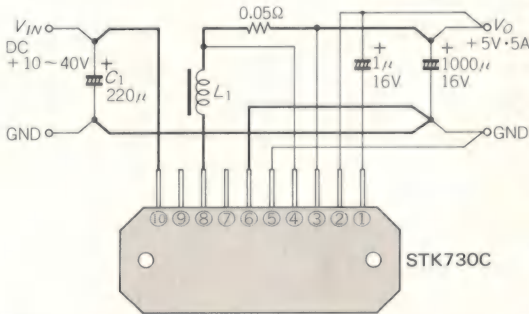
EI22型コアにS₁として0.45mmφのウレタン線を44回、S₂として0.3mmφのウレタン線を5回巻く
コア材:TDK PC30(1BH7C1)材など
ギャップ:0.3mm
S₁のインダクタンス:245μH

スイッチング・トランジスタのヒート・シンクは20mm×20mm、厚さ1mmのアルミ板

〈表1〉⁽¹⁾ MOS FET チョッパIC STK730シリーズの特性

型名	最大定格				電気的特性		
	入力電圧 $V_{IN(OC)}$ (V)	出力電流 I_O (A)	動作基板 温度 T_C (°C)	保存温度 T_{STG} (°C)	出力電圧 V_O (V)	動作周波数 f (kHz)	効率 η (%)
STK730B	40	3	105	-30 ~ +105	5.05±0.1	120	80
STK730C		5					
STK731B	40	3/6pk	105	-30 ~ +105	12.0±0.2	100	90
STK731C		5/10pk					
STK733B	50	3/6pk	105	-30 ~ +105	24.0±0.4	100	93
STK733C		5/6pk					

〈図4〉⁽²⁾ STK730Cの標準接続図



ピン番号	名 称
1	異常発振防止用コンデンサ
2	V_O 検出
3	I_O 検出 1
4	I_O 検出 2
5	GND
6	フライホイール・ダイオード
7	NC
8	スイッチング出力
9	NC
10	V_{IN}

- ・回路の太線部分はプリント板レイアウトを太く短くすること
- ・L₁:トーキン・HP054(200μH)など
- ・ヒート・シンクの例:120cm²、厚さ2mmのアルミ板

シリーズとして発売されています。

このシリーズの品種とおおよその仕様を表1に、また外観を写真1に紹介します。

ここで使用する STK730C は同シリーズのひとつで、出力が5V・5A のものです。このICの特徴は、**外付け部品が少ないことと効率が高いこと**です。

標準接続図を図4に載せました。過電流検出抵抗が(+)のラインに入るように設計されているため、入力側グラウンドと出力側グラウンドが共通にできます。したがって、トランスの2次側巻線が1本しかない場合でも複数の異なる出力電圧のICが接続できます。

● L4970を使用した5~40V・10A チョッパ回路

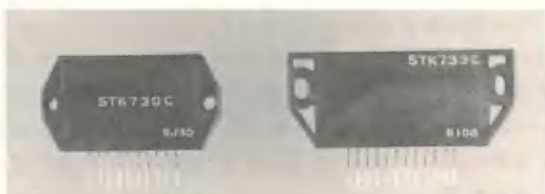
SGS トムソンから、ワンチップの中にバイポーラ、CMOS およびパワー・スイッチとなる DMOS を集積したチョッパICが **L497X シリーズ**として発売されています。このシリーズの品種とおおよその仕様を表2に載せました。

このICの特徴は**熱しゃ断回路**が付いているため、ヒート・シンクの設計の際にマージンをそれほど考えなくてもよいという点と、ワンチップであることからコスト・メリットを期待できる点です。

外観を写真2に、標準接続図を図5に示します。

● YDS205を使用した5V・2A チョッパ回路

ユタカ電機からは、チョーク・コイルを内蔵した自動式チョッパが **YDS シリーズ**として発売されていま



〈写真1〉 STK730 シリーズ

〈表 2〉⁽³⁾ ワンチップ・チョップ L497X シリーズの特性

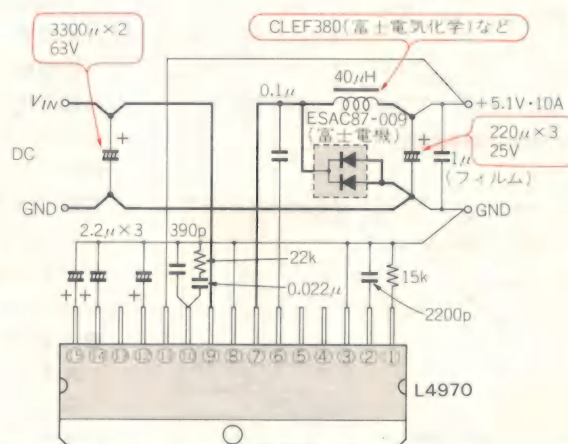
	L4970	L4977	L4975	L4974	L4972	L4972D
最大入力電圧	50V	50V	50V	50V	50V	50V
出力電圧	5.1V to 40V (±2% (内部基準電圧誤差))					
最大出力電流	10A	7A	5A	3.5A	2A	2A
最大出力電力	400W	280W	200W	140W	80W	80W
パワー・スイッチング素子	DMOS ($R_{DS(ON)}$ 0.18 Ω)					
スイッチング制御方式	パルス幅変調方式					
最高スイッチング周波数	500kHz	500kHz	500kHz	200kHz	200kHz	200kHz
効率: 定格負荷時 ($V_{IN}=35V$ $V_o=5.1V$ 100kHz)	83%	84%	84%	84%	83%	83%
過電流保護	True Current Generator*					
ソフト・スタート	あり					
リセット回路	あり					
過電圧保護	なし					
パッケージ	Multiwatt15	Multiwatt15	Multiwatt15	Powerdip 16+2+2	Powerdip 16+2+2	S020L
最大熱抵抗 (ジャンクション-ケース間)	1°C/W	1°C/W	1°C/W	12°C/W	12°C/W	15°C/W

* ピーク電流を制御すると同時に発振を 40kHz の間欠発振として過電流に対する保護を行っている



〈写真 2〉 L4970 の外観

〈図 5〉⁽³⁾
L4970 の標準接続図



ピン番号	名 称
1	発振周波数選択
2	
3	リセット入力
4	リセット出力
5	リセット・ディレイ
6	ブート・ストラップ用コンデンサ
7	スイッチング出力
8	GND
9	VIN
10	周波数補償用 CR
11	帰還入力
12	ソフト・スタート用コンデンサ
13	同期信号入力
14	基準電圧
15	起 動

- ・リセット回路は省略されている(③, ④ピン)
- ・回路の太線部分はプリント板レイアウトを太く短くすること
- ・発振周波数は①, ②ピンに接続されている R と C で決まる。上の定数では 200kHz となる
- ・ヒート・シンクの例: 180cm²、厚さ 2mm のアルミ板

す、このシリーズの品種とおおよその仕様を表 3 に、外観を写真 3 に示します。

YDS205 はこのシリーズのひとつで出力が 5V・2A です。この IC の特徴はチョーク・コイルとヒート・シンクが内蔵されているため、入出力用電解コンデンサを外付けするだけでよいという点です。標準接続図を図 6 に紹介します。

● チョップ用 IC を使用するときの注意

3 社のチョップ用 IC を簡単に紹介しました。長所、短所はそれぞれもっとあるわけですが、誌面の都合で

すべての紹介はできませんでした。チョップ用 IC を使用する場合は、IC メーカーからアプリケーション・ノートを取り寄せて十分読んでください。

リニア・レギュレータと違って、入力電圧は出力電圧の数倍から 10 倍にもなります。かりに 5V 出力のチョップ IC を入力 50V で使用しているときにパワー・スイッチ部がショートしたとすると、出力には 50V もの過電圧が加わり、セットを一瞬にして破壊してしまいます。

また、コンパレータ部の一部がオープンになった場

〈表 3〉⁽⁴⁾

チョーク・コイル内蔵
チョッパIC YDSシリ
ーズの特性

項 目	記号	規格値												単位
		YDS105/YDS205			YDS112/YDS212			YDS115/YDS215			YDS124/YDS224			
		min	typ	max	min	typ	max	min	typ	max	min	typ	max	
直流入力電圧範囲	V_{IN}	10	—	30	16	—	35	19	—	35	28	—	40	V
設定出力電圧	V_{OUT}	4.9	5.0	5.1	11.7	12.0	12.3	14.7	15.0	15.3	23.5	24.0	24.5	V
出力電圧変動	V_{LINE}	50			100			150			150			mV
	V_{LOAD}	100			150			200			200			
効 率	η	73			80			83			86			%

(a) 最大定格

項 目	記号	定格値		単位
		YDS100 シリーズ	YDS200 シリーズ	
直流入力電圧*	V_{IN}	30V, 35V, 40V		V
直流出力電流	I_{OUT}	1.0	2.0	A
動作温度	T_{OP}	-10 ~ +80		℃
保存温度	T_{stg}	-20 ~ +120		℃

* YDS105/205 が 30V,
YDS112/212/115/215 が 35V,
YDS124/224 が 40V

(b) 電気的特性

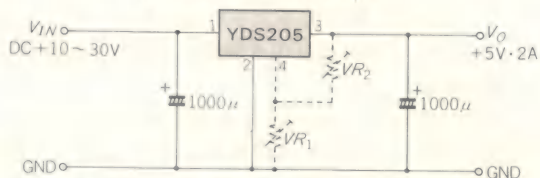


〈写真 3〉 YDS200 シリーズ

合も、出力に過電圧が発生します。

チョッパは回路の中のスイッチング・デバイスの位置、チョーク・コイルの位置からしてノイズを抑えやすいスイッチング・レギュレータのひとつです。しかし、プリント基板上のレイアウト(アート・ワーク)が悪いとノイズを抑えることができません。特に大電流が流れるスイッチング・トランジスタとダイオードおよび入出力コンデンサ間のパターンは、太く短くすることを優先する必要があります。ジャンパ線をなくすために、無理な回り込みパターンを作るとノイズは小さくなりません。

〈図 6〉 YDS205 の標準接続図



・出力可変用 VR₁: V_{OUT} アップ用
VR₂: V_{OUT} ダウン用
・固定出力の場合は4ピンはオープンとする

また、大電流が流れているグラウンド・ラインの中間に、小信号系のグラウンドを落とすのもノイズ対策上よくありません。小信号系のグラウンドは、出力側グラウンドの一点に集中するようなパターンの設計が必要です。

◆引用文献◆

- (1) STK730 シリーズ, 三洋半導体開発速報, No.* S-P2, 5230.
- (2) STK730C, 三洋半導体開発速報, No.* S-P2, D129.
- (3) The L4970 Switching Regulator IC Family データブック, 1989, SGS Thomson Microelectronics.
- (4) IC Switching Regulators YDS Series カタログ, (株)ユタカ電機製作所.



ハードウェア・デザイン・シリーズ

★電子回路部品活用/アナログIC活用ハンドブックにつづく

実用電源回路 設計ハンドブック

戸川治朗 著 2色刷

B5判 240頁
定価1,960円
(税込み)
送料 310円

CQ出版社

3端子レギュレータを使ったチョッパ型SWレギュレータの製作

● 3端子レギュレータを発振させる

図1(a)は東芝の78005APとリンギング・チョーク・トランスの組み合わせによるチョッパ回路であり、図1(b)はTI(テキサス・インスツルメンツ)の78M05Cとリンギング・チョーク・トランスにさらに正帰還回路を組み合わせたチョッパ回路です。

これらのチョッパ回路の特徴はシンプルという点だけでなく、3端子レギュレータの過電流保護や熱保護がそのまま利用できるという点にあります。12V入力条件で使用すると、 I_{S1} (過電流保護が効き始める電流)の半分の出力電流まで途中異状発振を起こすことなく動作します。入力電圧が9V以下になると発振音がトランスから聞こえるようになるため、10Vまたは12Vから5Vと取り出す回路に応用するのが良いと思われます。

トランスは、リーケージ・インダクタンスを小さくするためにバイファイラ巻きとします。コアはEI33(PC30材, TDK)を使いましたが、これより小さいEI22クラスまで使えるはずです。

● 回路の特性評価

回路特性の測定結果を図2(a)~(d)に示します。出力リプルがやや大きいと思われる場合は図3のように電解コンデンサを追加してください。3端子レギュレータ出力端子の電解コンデンサを大きくすると発振の周期が少し変わりますので、図3のようにチョークを入れてからコンデンサを追加してください。このときチョークのシリーズ抵抗のため、わずかながら電圧が下がります。ドロップが大きすぎる場合はチョークの線径を太くしてください。

● 発振のメカニズム

図1(a)において、3端子レギュレータは出力電圧が定格電圧(この場合5V)以下になると入出力間インピーダンスが下がり、ON状態になり、逆に定格電圧以上になると入出力間インピーダンスが上がり、OFF状態になる特性をもっています。

今、出力電流が流れると、その電流を補うため、トランス1次巻線と3端子レギュレータを通る電流が流れます。この電流はトランス1次巻線のインダクタンスにより、図4に示すような三角波で増加します。電流の増加にともなって出力コンデンサの電圧も上がり、3端子レギュレータの定格電圧に達すると3端子レギュレータはOFF状態に移ろうとします。このとき内部フィードバック系の遅れにより定格電圧に達した後も、 ϕ_1 の期間ON状態を続け、そのぶん出力電流を押し上げます。

3端子レギュレータがOFF状態になると、1次巻線の電流によってトランス・コアに蓄積された電磁エネルギーは2次巻線とダイオードによって出力側に放出されます。2次巻線に流れる電流は図4のような三角波で減少します。電流の減少にともなって出力コンデンサの電圧も下がり、3端子レギュレータの定格電圧に達すると、3端子レギュレータは再びON状態に移ろうとしますが、内部フィードバック系の遅れにより定格電圧を下まわった後も ϕ_2 の期間OFF状態を続け、そのぶん出力電圧を下げます。

発振の周期を T とすると T は ϕ_1 と ϕ_2 により次のように表されます。

$$\frac{V_o}{V_{IN} - V_d} = \frac{T - T_{OFF}}{T} \quad \dots\dots\dots(1)$$

$$\frac{V_o}{V_{IN} - V_d} = \frac{\phi_1}{\phi_1 + (T_{OFF} - \phi_2)} \quad \dots\dots\dots(2)$$

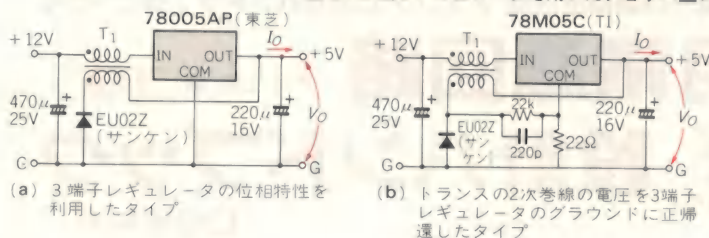
(1)式と(2)式から T_{OFF} を消去して、

$$T = \frac{V_{IN} - V_d}{V_o} \cdot \phi_1 + \frac{V_{IN} - V_d}{V_{IN} - V_d - V_o} \cdot \phi_2 \quad \dots\dots\dots(3)$$

を得ます。ここで、 V_d は3端子レギュレータの最低動作入出力間ドロップ電圧です。

ϕ_1 および ϕ_2 は出力電流、温度などにより多少変わりますが、入力電圧に対する発振周期の変化を見るため、定数を入れた(3)式の値と実測の結果を図5に示します。式の計算は $\phi_1=10\mu s$ 、 $\phi_2=18\mu s$ 、 $V_d=2.0V$ 、

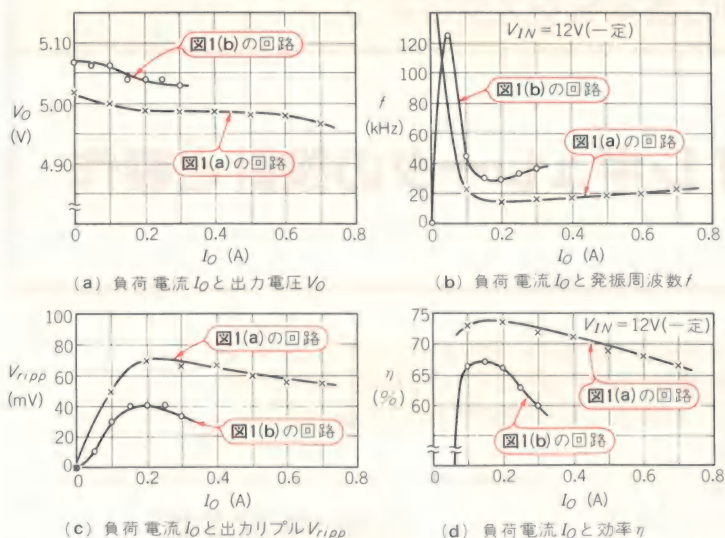
＜図1＞ 3端子レギュレータを用いたチョッパ型レギュレータの回路



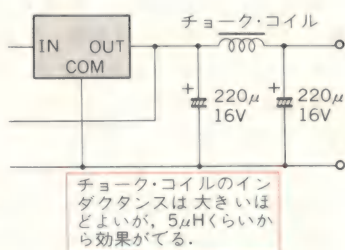
コア:EI33(PC30材, TDK)
 スペース・ギャップ:0.3mm
 巻数1次:45t } バイファイラ巻き
 2次:45t }
 線径:0.35mmφ
 (1次インダクタンス:600μH)
 (リーケージ・インダクタンス:1μH)

トランスT₁の条件[(a),(b)共通]

〈図2〉 製作したチョップ方式レギュレータ(図1)の特性



〈図3〉 出力リップルの低減法



$V_O=5.0V$ として行いました。また実測は図1(a)の回路により、 $I_O=0.5A$ として行いました。図5によって T の V_{IN} に対する変化のようすがわかります。

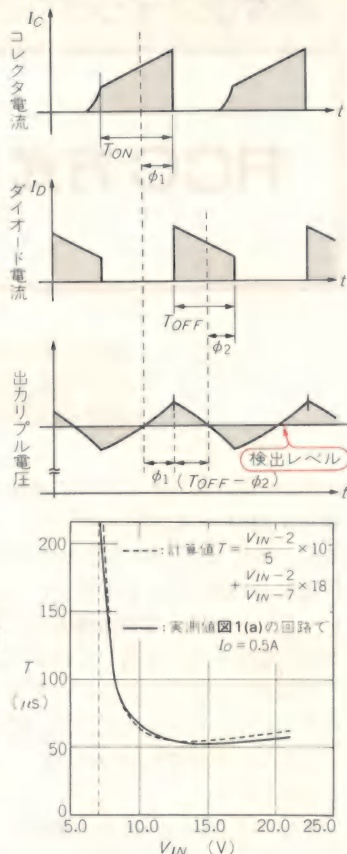
次に図1(b)の回路の説明をします。出力電流 I_O が流れるとトランス1次巻線には、 $V_{IN}-(V_O-V_d)$ の電圧が加わります。

トランスの2次巻線には $n_2/n_1 \times \{V_{IN}-(V_O+V_d)\}$ の電圧がドット・マークのある端子を正として発生します。ここで、 n_1 と n_2 はそれぞれトランスの1次と2次の巻線ですがここでは同じ巻数ですから、 $V_{IN}-(V_O+V_d)$ となります。2次巻線の一方の端子が出力に接続されているため、ドット・マークのある端子の電圧は、 $V_{IN}-V_d$ となります。

この電圧による3端子レギュレータのグラウンド端子(COM)の電圧上昇分は、 $22k\Omega$ と 22Ω の抵抗比から、ほぼ $(V_{IN}-V_d)mV$ と表すことができます。

3端子レギュレータに電流が流れ始めると、出力電圧が定格電圧より $(V_{IN}-V_d)mV$ だけ高くなるまで流れ続けることになります。出力電圧がこの少し高い電圧に達すると3端子レギュレータはOFF状態に移ります。その際、図1(a)について説明したように系の遅れも加わり、電流はさらに流れ続けます。

〈図4〉 図1(a)の回路の動作波形



〈図5〉

図1(a)の回路の発振周期 T の実験値と計算値の比較

3端子レギュレータがOFF状態になると、1次巻線によってトランスのコアに蓄積されたエネルギーは2次巻線とダイオードにより出力側に放出されます。このとき図1(a)の場合と同様に出力電圧は下がりますが、2次巻線に発生する電圧はドット・マーク側が負となるため、3端子レギュレータのグラウンド端子の電圧上昇分がなく、ほぼ定格電圧まで下がります。そこでON状態に移りますが、系の遅れによりさらに電圧が下がったところで3端子レギュレータはON状態となります。このように2次巻線と2本の抵抗による正帰還回路によって発振が継続されます。

● 他のレギュレータの使用

他社の3端子レギュレータでは、松下電子工業の78M05と78L05が図1(a)で動作しました。またモトローラの78L05は図2(b)で動作しました。そのほかの3端子レギュレータもどちらかの回路でチョップ動作をすると思いますが、場合によってはトランスのインダクタンスや正帰還用の抵抗とコンデンサおよび出力の電解コンデンサの値を変える必要があるかもしれません。

これらのアイデアは特許が出願されているようですが、大変興味深いので紹介しました。

絶縁型スイッチング電源の基本をマスターしよう

RCC 方式 SW レギュレータの設計と製作

ACトランスを使わないライン・オペレート型のRCC方式SWレギュレータは、大変に小型軽量で、現在主流となっている電源回路方式です。高効率のためヒート・シンクも小さく、本器も実測で136gです。

ACライン入力をそのまま整流平滑した直流を、直接ON/OFFするスイッチング・レギュレータには、RCC、FCCなどのいろいろな回路方式がありますが、**自動式のRCC(リングング・チョーク・コンバータ)がもっともシンプルな回路構成で、ディスクリート回路で設計製作するのに適しています。**

低損失リニア・レギュレータやチョッパ型スイッチング・レギュレータと大きさ、効率などを比較しやすいように、ここでも出力が5V・3Aのものを紹介することにします。

また、トランスの巻数の変更により、6V, 8V, 9V, 12V, 15V, 24Vの各電圧出力を得られるようにしました。

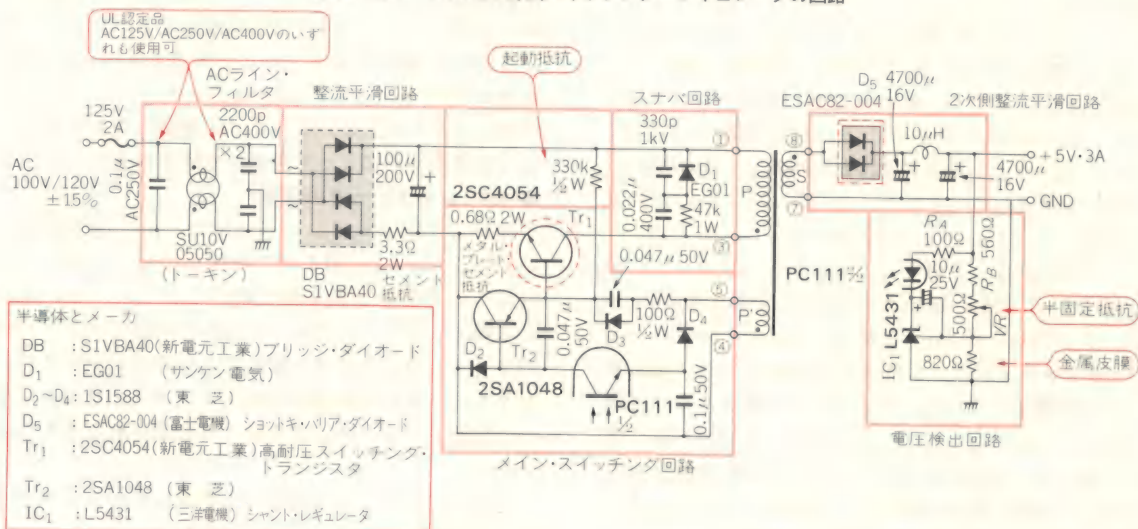
回路の構成と動作

図1に全体の回路図、写真1に完成した電源、写真2に主な使用部品の外観、図2にプリント基板のパターン図をそれぞれ示します。この回路は、**動作原理が簡単で作りやすく、また壊れにくい**という目的に合った回路ですので、最初にスイッチング・レギュレータを製作してみる場合に適した回路です。

回路図および表2のトランスの巻き方は5V・3A用に設計されていますが、ほかの電圧が必要な場合は**表1にしたがって変更**することにより、希望の電圧が得られます。一般的に低い出力電圧の回路を製作するほうが難しいといえます。

電源を作るには、まず部品をそろえなければなりません。安全規格を満足していなければならない部品

〈図1〉 5V・3A RCC方式スイッチング・レギュレータの回路



や表面上のスペックだけでは十分か不十分かわからない部品もあります。そこで、回路を図3の各ブロックに分けて働きを説明します。

● ACライン・フィルタ

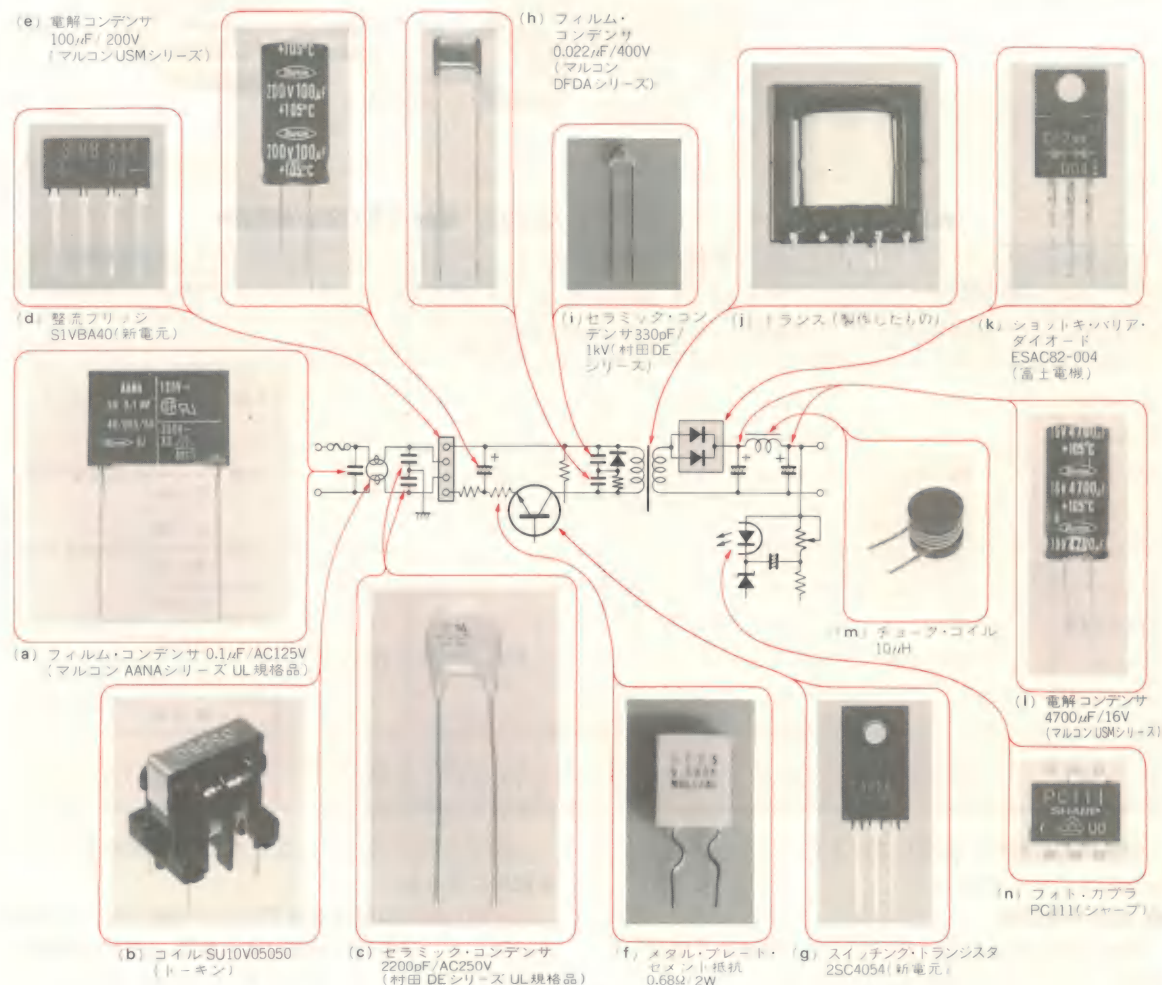
ACライン・フィルタは外来ノイズと、みずから出すノイズの両方を減衰させる回路です。その基本構成は図4(a)のように、XキャパシタとYキャパシタとコイルからなっています。ライン間にクロスして入るXキャパシタは、図4(b)のようにノーマル・モード・ノイズ(ノイズ源が2本のライン間に存在しているノイズ)を吸収する働きをします。

また、2本のラインとグラウンド間にY字型に接続されるYキャパシタとコイルは、図4(c)のようにコモン・モード・ノイズ(ノイズ源がラインとグラウンド間に存在しているノイズ)を減衰する働きをします。

これらのコンデンサとコイルは、直接ACラインに接続されるため安全規格があります。図1の回路は日本と米国で使えるように設計されていますので、コンデンサについては写真2(a)と(c)のようなUL認定品を使うのがよいでしょう。またコイルは(株)トーキンのもので、ULマークは付いていませんが、仕様およ

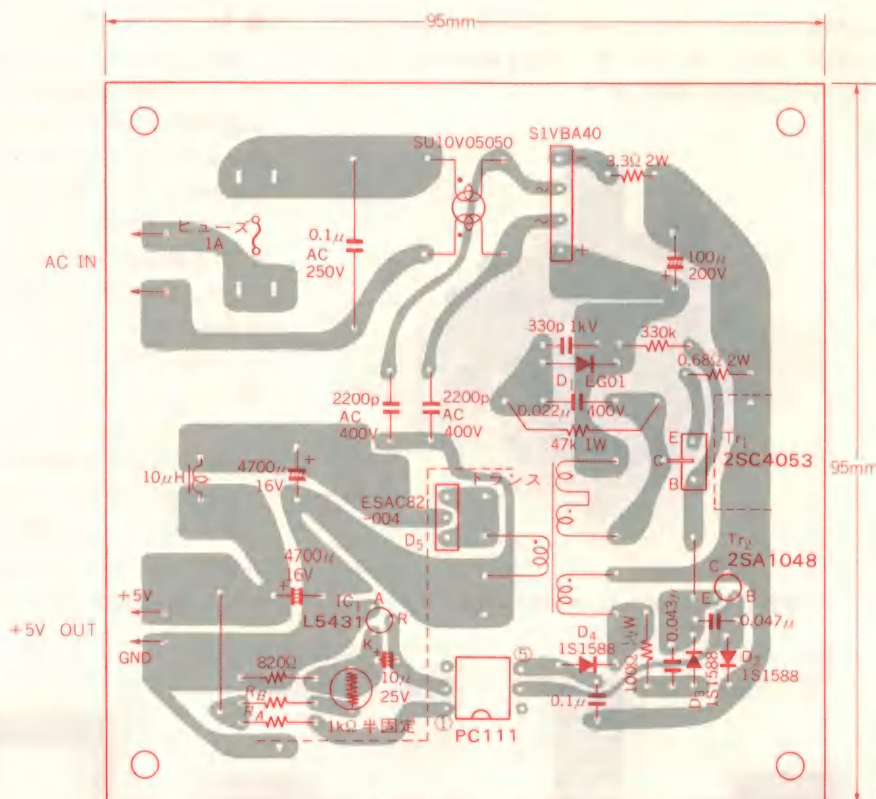


〈写真1〉RCC方式スイッチング・レギュレータ



〈写真2〉図1の回路の主要部品

〈図 2〉
RCC 方式スイッチング
・レギュレータのブリ
ント基板パターン図
(パターン面、原寸)



〈表 1〉 RCC 方式スイッチング・レギュレータの出力電圧・電流の変更と回路の変更箇所

変更 出力	回路の変更箇所					トランスの変更箇所		
	2 次側整流ダイオード	R_A	R_B	V_R	2 次側平滑コンデンサ	S の巻数	S の線径	
5V・3.0A	ESAC82-004	100 Ω	560 Ω	500 Ω	トランス側 4700 μ F/16V	出力側 4700 μ F/16V	8 回 往 8 回 復 一	1.2mm ϕ
6V・2.5A	同 上	330 Ω	910 Ω	500 Ω	同 上	同 上	9 回 往 9 回 復 一	1.1mm ϕ
8V・2.0A		560 Ω	1.5 k	1 k			12 回 往 6 回 復 6 回	0.7mm ϕ \times 2 本
9V・1.8A		820 Ω	1.5 k	1 k			14 回 往 7 回 復 7 回	0.65mm ϕ \times 2 本
12V・1.4A	ESAB85-009	1 k	2.7 k	1 k	3300 μ F/25V	470 μ F/25V	18 回 往 9 回 復 9 回	0.55mm ϕ \times 2 本
15V・1.2A		2.2 k	3 k	2 k			23 回 往 12 回 復 11 回	0.75mm ϕ
24V・0.8A	ERC35-02	3.3 k	5.6 k	3 k	2200 μ F/35V	330 μ F/35V	36 回 9 回を 2 往復	0.35mm ϕ \times 3

び材質は UL 規格を満足しています。このコイルの仕様を図 5 に示しました。

● 整流平滑回路

整流平滑回路は整流ブリッジ、突入電流防止抵抗と電解コンデンサから構成されています。

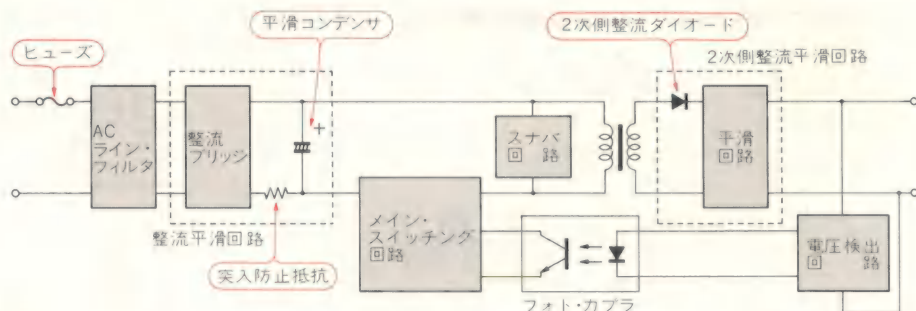
整流ブリッジは出力電流、突入電流、および耐圧な

どの特性から決めます。ここでは新電元の S1VB40 を使用しました。

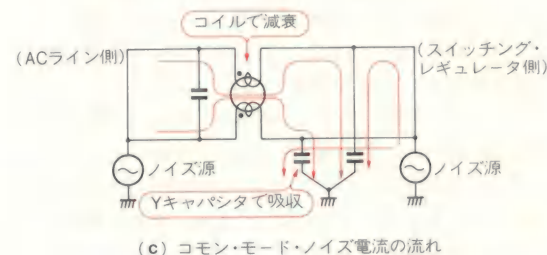
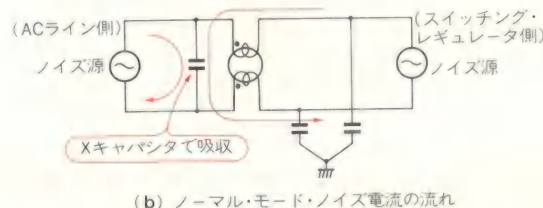
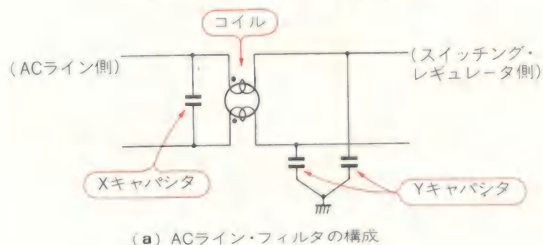
突入防止抵抗の値は整流ブリッジの順方向サージ電流の値、および電源の仕様に突入電流の最大値が定められている場合にはその値に基づいて決めます。

平滑コンデンサの決定方法はリア・レギュレータ

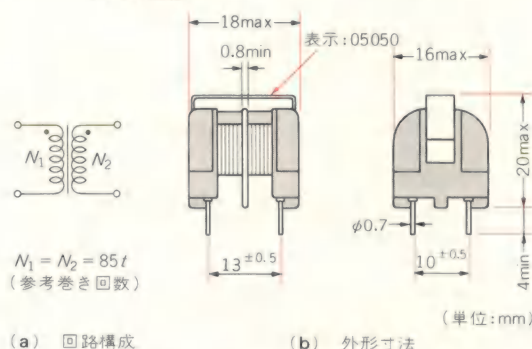
〈図3〉
RCC方式スイッチング・レギュレータの
ブロック図



〈図4〉 ACライン・フィルタの働き



〈図5〉⁽¹⁾ ACライン・フィルタ用コイル SU10V05050(トーチン)の仕様



1	インダクタンス	≥5.0mH (at 1kHz, HP4261Aまたは相当品)
2	定格電流・電圧	0.5A・250V (50/60Hz)
3	直流抵抗	≤1.8Ω (1ライン)
4	絶縁耐圧	M ₁ -M ₂ 間にAC2000Vを1分間印加し、異常のないこと
5	絶縁抵抗	≥100MΩ (M ₁ -M ₂ 間にDC500V印加)
6	使用温度範囲	-25~+80℃ (耐熱区分E種120℃)
7	温度上昇	≤40 deg (定格電流通電時)
8	外観	使用上有害なる異物の付着、および損傷のないこと
9	絶縁距離	沿面距離 (M ₁ -M ₂) ≥2.4mm 空間距離 (M ₁ -コア)+(M ₂ -コア) ≥2.4mm

(c) コイルの特性と仕様

の場合と異なります。リニア・レギュレータでは、平滑後のリップル下限の値が問題になりましたが、スイッチング・レギュレータでは、**電解コンデンサの最大リップル電流**が問題となります。そこで、電解コンデンサの充電電流の実効値と放電電流の実効値を求める必要があります。この計算方法を図6に示します。実際のコンデンサのリップル電流は写真3のようになります。

充放電電流の実効値を求める方法としては、O.H. Schadeのグラフを利用する方法とコンピュータで近似計算を行う方法があります。この充放電電流の求め方はAppendixで説明することにします。

こうして求めたリップル電流は、**電解コンデンサの許容リップル電流以下**になっている必要があります。

● メイン・スイッチング回路

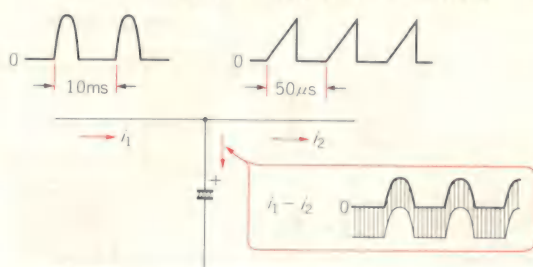
メイン・スイッチング回路は、出力に安定した電圧を供給するために**整流平滑された直流をON/OFFする回路**で、スイッチング・レギュレータのもっとも重要な部分です。

RCC方式では、入力電圧の変動と出力電流の変動に対して定電圧制御を行うために、常に**発振周波数とデューティ比の両方が変化**します。

出力電流が大きいときには、発振周波数が低く(スイッチング周期が長く)なり、入力電圧が小さいときにはデューティ比(T_{ON} 期間の比率)が大きくなります。ON/OFFによってどのように定電圧化されるかについては、Appendixで詳しく紹介します。

また定性的な説明を65ページのコラムで行いまし

〈図6〉 コンデンサのリップルの実効電流値の計算方法



充放電電流の実効値(リップル電流)は、

$$\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_1 - i_2)^2 dt} \quad T: \text{交流の周期}$$

と表せる。

一方、 $i_1 > 0, i_2 > 0$ なので、

$$\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_1 - i_2)^2 dt} < \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_1^2 dt} + \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_2^2 dt}$$

が成立する。

上の式の右辺は、 i_1 と i_2 の実効値をそれぞれ I_1 と I_2 とおくと

$$\sqrt{I_1^2 + I_2^2}$$

と表せる。すなわち充電、放電の実効値がわかれれば充放電電流の実効値のおおよその値が求められることになる。

た、ここでは、製作する回路が具体的にどのような動作をしているのかを説明します。

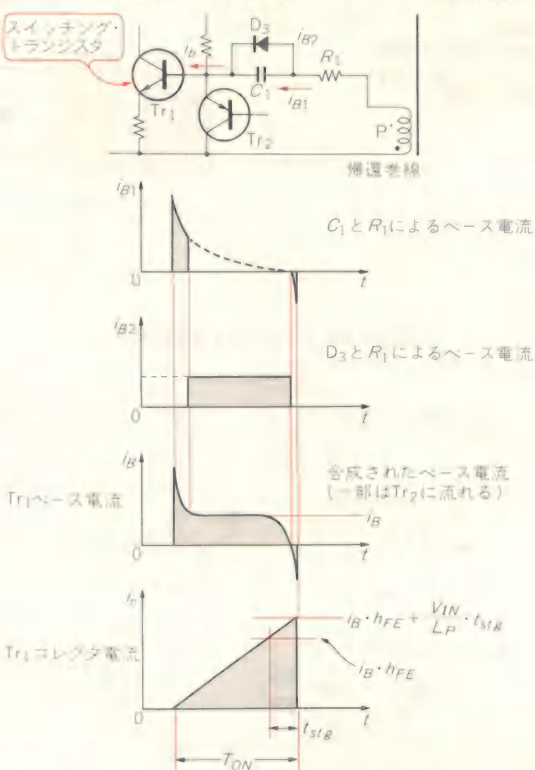
▶ スイッチング・トランジスタのベース電流と T_{ON} 波形

RCC方式では、スイッチング・トランジスタのコレクタ電流 i_c のピーク値 i_{CP} は電源の出力電力を決定する値です。この i_{CP} は、ベース電流 i_B とトランジスタの蓄積時間 t_{stg} によって決まります。

ベース駆動回路と電流波形のようすを図7に示します。まず帰還巻線P'に発生する順方向電圧により、トランジスタ Tr_1 のベースには、 C_1 と R_1 の時定数による減衰電流が流れます。 C_1 の両端の電圧がダイオード D_3 の順方向電圧 V_F に達すると、電流は D_3 と R_1 によって流れます。ベース電流はそれらの合成されたものとなります。ベース電流波形を写真4(a)に示します。

一方コレクタ電流 i_c は、図に示したようにベース電

〈図7〉 ベース回路とスイッチング・トランジスタの動作波形



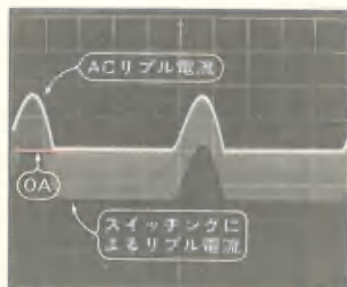
流の h_{FE} 倍 ($i_B \times h_{FE}$) まで増加した後も、 Tr_1 の蓄積時間 t_{stg} の間、増加を続けます。この i_c とコレクタ-エミッタ間電圧 v_{CE} の波形を写真4(b)に示します。

増加がピークに近づくとき Tr_1 のベースに逆バイアス電流が流れ、 Tr_1 は OFF します。

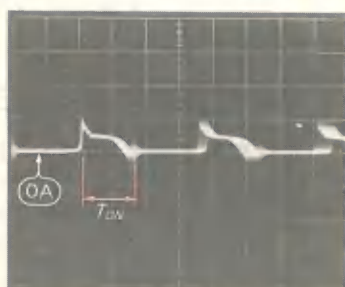
ここで大切な点は、 i_{CP} の値です。この値が T_{ON} の期間を決め、同時に電源の出力を決めます。

この i_{CP} は R_1 を小さくするほど大きくすることができます。そこで、この値は入力 AC 電圧が最小のときにも必要な最大出力が得られる値にします。 R_1 の決定法は Appendix で説明します。

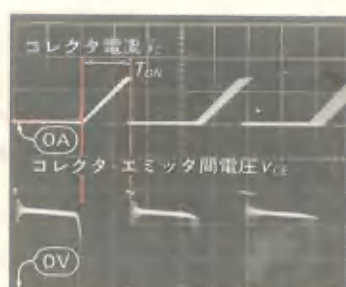
▶ スイッチング・トランジスタのベース電流制限回路
AC 入力電圧が最小のときにも最大出力を取り出せ



〈写真3〉 AC 電流平滑コンデンサのリップル電流波形 (AC100V, $I_o=3A$ のとき。0.5 A/div, 2 ms/div)



(a) ベース電流波形 (0.1 A/div, 10 μs/div)



(b) コレクタ電流とコレクタ-エミッタ間電圧 (上: 0.5 A/div, 下: 100 V/div, 各: 10 μs/div)

〈写真4〉 スイッチング・トランジスタ Tr_1 の動作波形 (AC100V, $I_o=3A$ のとき)

るように R_1 を決めると、こんどは入力電圧が高いときや、出力電流が下がったときに、ベース電流の不要分を別回路に流してやる必要があります。

図8はこの不要となったベース電流を Tr_2 に流す回路で、入力電圧の変動や出力電流の変動に対して出力電圧を一定に保つ働きをしています。

この回路では Tr_2 が PNP トランジスタとなっています。NPN トランジスタを使った回路もありますが、PNP トランジスタを使うほうが過電流保護回路が簡単になります。

この回路において、 D_4 と C_2 は、 Tr_2 のベース電流を制御するフォト・カプラの電源を作り出しています。 C_2 には負の定電圧が充電されています。

出力電圧が少し上昇するとフォト・カプラの LED の光量が増し、フォト・トランジスタのコレクタ電流が増えます。その結果、 Tr_2 のコレクタ電流が増え、 Tr_1 のベース電流が減るという負帰還のクローズド・

ループを形成しています。

定電圧制御を行っているときの Tr_2 は能動領域にあり、コレクタ・エミッタ間が一種の可変抵抗になっていると考えることができます。

Tr_1 のベース電流 i_B が減ると、コレクタ・ピーク電流 i_{CP} も減りますが、同時に T_{ON} の期間も短くなります。 T_{ON} は入力電圧が高くなるにしたがって短くなり、また出力電力が下がるにしたがって短くなります。すなわち、**入力電圧最大、出力電力最小で T_{ON} は最小**となるわけです。しかし、ベース電流を下げていっても最終的に Tr_1 の蓄積時間 t_{sig} の ON 期間が残ってしまいます。したがって、ON 期間をどこまでも小さくするわけにはいきません。

そこで T_{ON} が最小値となる入力電圧や出力電流のリミットを、入力電圧がオーバーしたり、出力電流が下がったりすると、正常な発振を維持できず、図9のような間欠発振 (Intermittent Oscillation) が生じます。

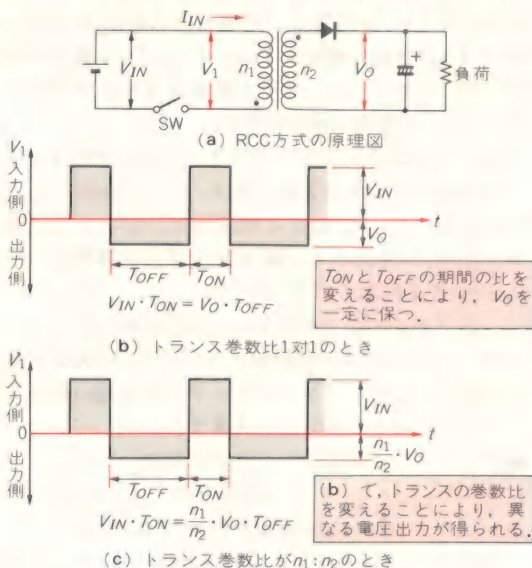
RCC 方式の定電圧制御のしくみ

■ 入力電圧の変化に対しては

図 A (a) に RCC の原理図を示します。回路図のスイッチが ON している期間を T_{ON} 、OFF している期間を T_{OFF} とすると、1 次巻線に発生する電圧は図 A の (b) または (c) のように表すことができます。

巻線比が 1 対 1 のときは、 T_{ON} と入力電圧の積に対して T_{OFF} と出力電圧の積が一定になるように動作します。

〈図 A〉 RCC 方式の入力電圧の変化に対する定電圧動作原理



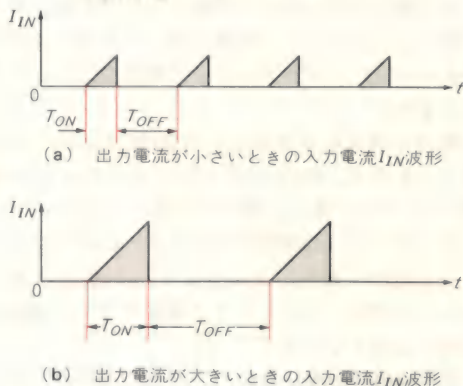
また、巻数比が異なる場合は図(c)の式で表される電圧の関係になります。入力電圧の変動に対しては、 T_{ON} と T_{OFF} の比を変えることにより V_0 を一定に保つことができることがわかります。

■ 出力電流の変化に対しては

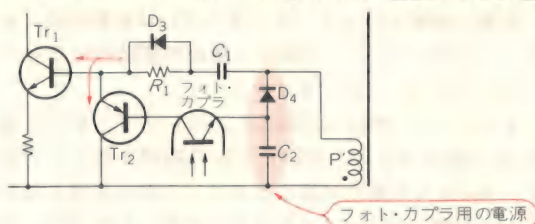
一方、出力電流の変動に対しては T_{ON} と T_{OFF} の比は変えず、 T_{ON} のみを制御して V_0 を一定に保っています。

図 B の (a) と (b) に出力電流の変動に対する T_{ON} の変化のようすを示します。出力電流が増えると、入力電流も比例して増やさなければならず T_{ON} は長くなります。この図の三角波の面積を時間で割った値が入力平均電流となります。

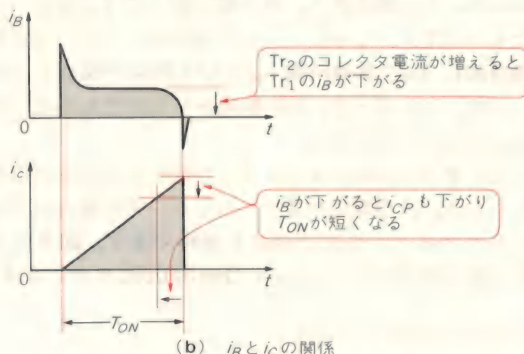
〈図 B〉 RCC 方式の出力電流の変化に対する定電圧動作原理



〈図 8〉 スイッチング・トランジスタのベース電流とコレクタ電流



(a) ベース電流を Tr_2 に流す回路



(b) i_B と i_C の関係

この状態のスイッチング・トランジスタの v_{CE} 波形を写真 5 (a), (b) に示します。

このような間欠発振が起こるとトランスから音が聞こえるようになります。

バイポーラ・トランジスタによるスイッチング・レギュレータには、必要な最小負荷電流がどうしても存在します。この最小負荷電流をゼロにしたい場合は、最小負荷電流に相当する電流をブリーダ抵抗で消費させるようにします(図 10)。

▶ 過電流保護回路

メイン・スイッチング回路には、スイッチング・トランジスタ (Tr_1) を保護する回路も含まれています。

パワー・スイッチを入れた瞬間や出力が短絡したときは、フォト・カプラの働きが止まり、 Tr_2 は遮断状態となってしまいます。そのためベース電流はすべて Tr_1 のベースに流れ込みます。

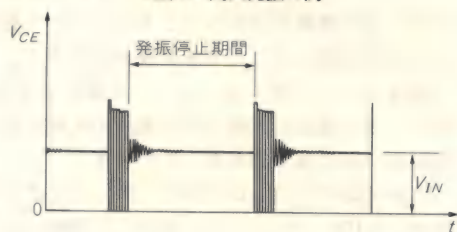
入力電圧が低い場合は問題ないのですが、入力電圧が高いときにはベース電流の値が入力電圧に比例して大きくなり、コレクタ・ピーク電流も比例して大きくなります。

整流平滑後の直流電圧の変動範囲を 105~195V と見ているので、195V のときのコレクタ・ピーク電流は 105V のときの値の 2 倍にまで達してしまいます。

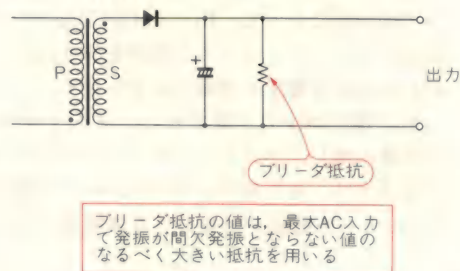
ここでふたつの問題が生じます。ひとつはトランスの磁気飽和であり、ひとつは Tr_1 の ASO 破壊です。これらの対策としてコレクタ電流に対する過電流保護回路が必要となります。

過電流保護回路にはいろいろな方式があります。これらを図 11 (a)~(c) に示します。もっとも一般的なも

〈図 9〉 間欠発振の例



〈図 10〉 ブリーダ抵抗による無負荷時の間欠発振の防止回路



のは図(a)の回路で、専用の過電流保護トランジスタを使います。図(b)はトランジスタの代わりにダイオード 2 本を利用したものです。図(c)はベース電流制御トランジスタに保護回路を兼ねさせたものです。

今回使った保護回路は、図 12 (a) のような回路で図 11 (a)~(c) とは異なっているようにみえますが、少しずつ共通点があります。

この回路の特徴は、ベース電流制御トランジスタ Tr_2 に保護を兼ねさせていますが、過電流制限がシャープに効くところにあります。

動作を図 12 (a) と (b) に示します。スイッチング・トランジスタ Tr_1 のコレクタ電流(厳密にはベース電流を加えたもの)が増加し、過電流検出抵抗 R 両端の電圧と Tr_1 の V_{BE} の和が、 Tr_2 の V_{BE} と D_2 の順方向電圧 V_F の和に近づくと、ベース電流が Tr_2 に分流され、 Tr_1 のベース電流が減少します。

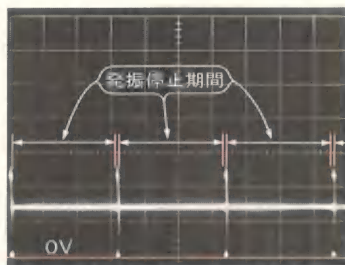
ところが図 7 にも示したとおり、 t_{stg} の間だけコレクタ電流はさらに増え続けます。そこで制限したい電流値に対して、 t_{stg} による電流増加分を考えて過電流検出抵抗 R を決める必要があります。実際の Tr_2 の v_{CE} の波形を写真 6 に示します。

シンプルな回路でありながら負荷短絡でもスイッチング・トランジスタが破壊しないという RCC の最大の特徴は、このメイン・スイッチング回路の動作方式によるところが大きいといえます。

▶ スイッチング・トランジスタの耐圧

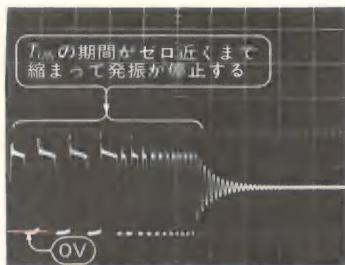
メイン・スイッチング回路の中で、スイッチング・トランジスタがもっとも重要な部品です。

このトランジスタは、 V_{CEO} が 400V 以上、 V_{CBO} が 500V 以上、 I_C が 3~5A 程度のものから選びます。

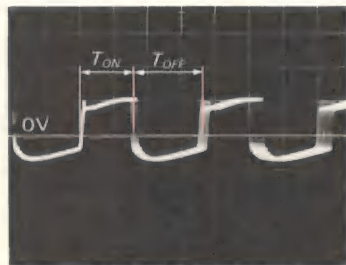


(a) 100 V/div, 5 ms/div

〈写真5〉 間欠発振のようす(縦軸: スイッチング・トランジスタの v_{CE} , AC100 V, $I_0=0.03$ A)

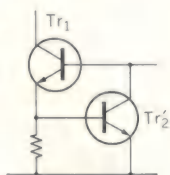


(b) (a)を拡大したもの(100 V/div, 50 μs/div)

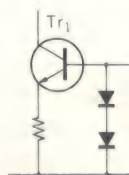


〈写真6〉 Tr_2 のコレクタ-エミッタ間電圧波形(1 V/div, 10 μs/div)

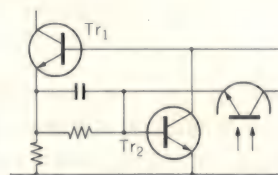
〈図11〉 過電流保護回路の例



(a) トランジスタによる保護回路

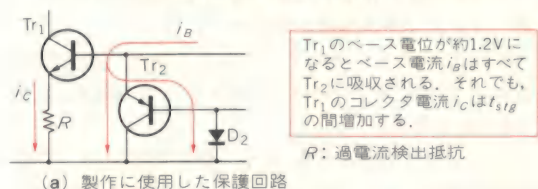


(b) ダイオード2本による保護回路

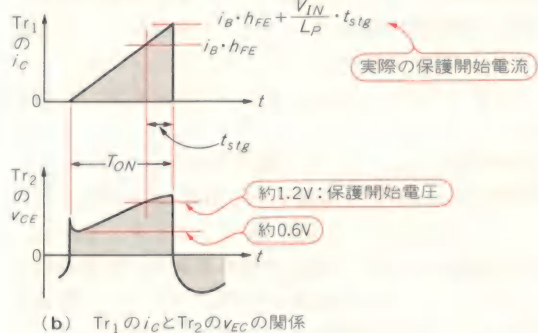


(c) ベース電流制御トランジスタ(Tr_2)に保護を兼ねさせた回路

〈図12〉 過電流保護開始のときのコレクタ電流とベース電位(Tr_2 の v_{CE})の波形

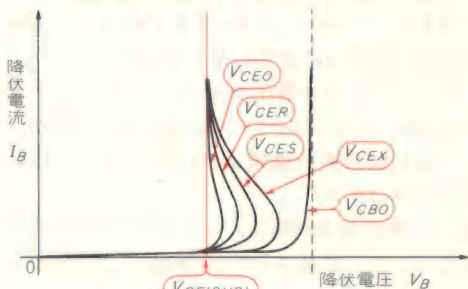


(a) 製作に使用した保護回路

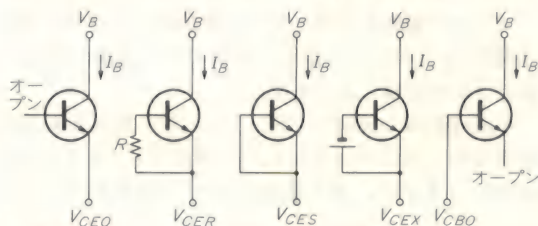


(b) Tr_1 の i_C と Tr_2 の v_{CE} の関係

〈図13〉 トランジスタの耐圧(降伏電圧)の種類とそれらの相互の関係



(a) サステイン電圧 $V_{CE(SUS)}$ と各耐圧の関係



V_{CER} のRが∞のときと考えられる

V_{CER} のRが0のときと考えられる

(b) それぞれの耐圧の測定方法

V_{CEO} と V_{CBO} はトランジスタの耐圧を示す最大定格で、 I_C はコレクタ電流の最大定格です。

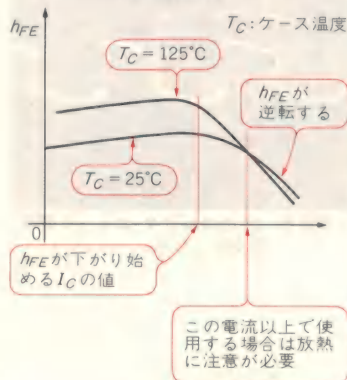
また耐圧を表すのに、 V_{CER} , V_{CES} , V_{CEX} , $V_{CE(SUS)}$ という別な記号があります。これらの関係を図13に示します。 V_{CBO} 以外は、降伏電流が増えた場合、すべて $V_{CE(SUS)}$ (サステイン電圧)に漸近線を描いて近づきます。

降伏電流が小さい領域でそれぞれの耐圧の関係が $V_{CEO} < V_{CER} < V_{CES} < V_{CEX}$ となるのは、トランジスタ・チップのコレクタ-ベース間の絶縁膜表面を流れる漏

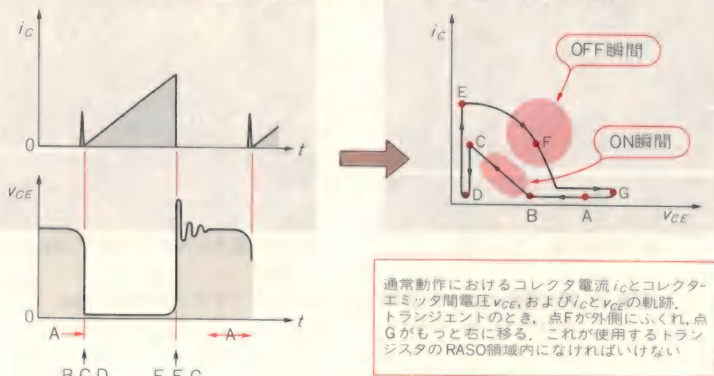
れ電流によります。

コレクタ-ベース間の絶縁膜表面に流れる電流が小さい場合でもベース-エミッタ間を順バイアスし、コレクタ-エミッタ間に h_{FE} 倍の電流を流す結果になります。同じタイプのトランジスタでも h_{FE} が高いほど V_{CEO} が低くなる傾向にあります。

〈図 14〉 h_{FE} のリニアリティと温度の関係



〈図 15〉 スイッチング・トランジスタの i_C - v_{CE} の軌跡のようす



そこで、コレクター・ベース間の表面を漏れてベース・エミッタ間に流れる電流を、抵抗でバイパスするか (V_{CER})、エミッタからベースへの逆バイアス電流で打ち消すことにより (V_{CEX})、コレクター・エミッタ間の降伏電圧を V_{CEO} 以上とすることができます。

スイッチング・トランジスタが ON 状態から OFF になる瞬間にコレクター・エミッタ間に加わる電圧は、サージ成分を含んでいるのでっとも大きくなります。これはまた、パワー・スイッチを ON するときや、負荷短絡時にはさらに大きくなります。

そのようなサージ電圧がコレクター・エミッタ間に加わるときにベースに逆バイアスをかけておけば、トランジスタの安全動作領域 ASO を V_{CEO} から V_{CEX} に広げることができます。

RCC 方式の基本回路は、トランジスタが OFF する瞬間にはかならず逆バイアスがかかるようになっていきます。

▶ スイッチング・トランジスタのコレクタ電流と h_{FE}

コレクタ電流 i_C に関しては、実際のコレクタ・ピーク電流 i_{CP} に対して十分なりニアリティをもっているかどうかが問題となります。

h_{FE} は図 14 に示すように、コレクタ電流がある値を過ぎると急に下がります。また温度上昇とともに h_{FE} は上がりますが、ある電流以上では温度が高いほど

h_{FE} が小さくなる逆転現象が見られます。

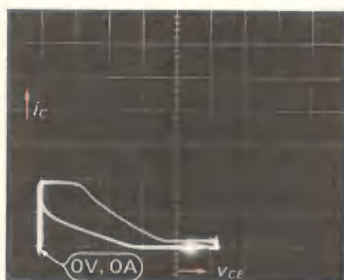
このため h_{FE} の温度特性が逆転するコレクタ電流の値が小さいトランジスタを使う場合は、放熱に特に注意する必要があります。その理由はトランジスタの温度が上昇して h_{FE} が下がると、ロスが増えてますます温度が上がるからです。図 1 の回路で使った新電元の 2SC4054 は、この回路におけるコレクタ・ピーク電流でも h_{FE} の温度特性が逆転することがありません。

▶ 逆バイアス ASO 特性を確認する

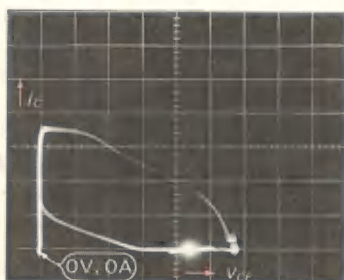
スイッチング・トランジスタのもうひとつの大切な特性に、逆バイアス ASO (RASO または RSOA ともしう) があります。

パワー・スイッチの ON 時や、負荷短絡時および負荷短絡が解除したときには、コレクタに過電流制限いっばいの電流が流れます。コレクタ電流がピークに達してから OFF に転ずるときには、トランスのリーケージ・インダクタンスによるサージ電圧も最大となります。

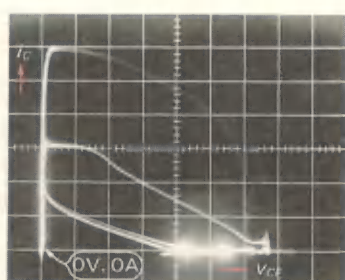
通常動作では、コレクタ電流 i_C とコレクター・エミッタ間電圧 v_{CE} の軌跡は写真 7 (a) と (b) のような形となります。この写真の見方を図 15 に示します。しかし、過電流制限いっばいの電流が流れるような現象が起きたときには、 i_C - v_{CE} の軌跡が外側にふくらみ、写真 7 (c) のように大きな電流と大きな電圧が同時にトランジ



(a) AC100V 入力, $I_o=1.5A$ のとき



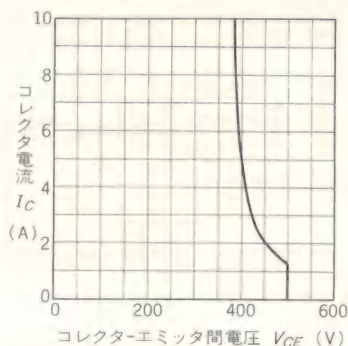
(b) AC100V 入力, $I_o=3A$ のとき



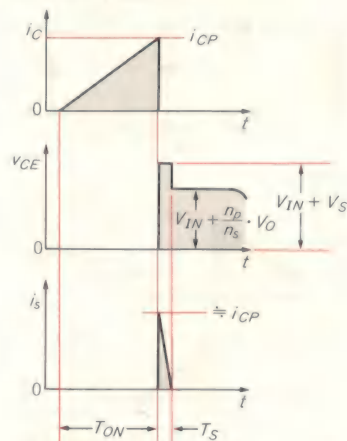
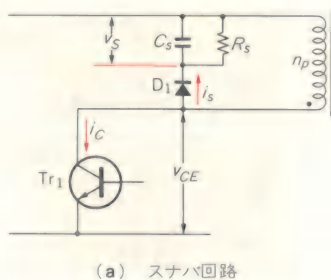
(c) AC140V 入力, $I_o=3A$ に設定して負荷を断続的に短絡したとき

〈写真 7〉 v_{CE} - i_C の軌跡 (0.5 A/div, 50 V/div)

〈図 16〉⁽²⁾ 2SC4054 の逆バイアス ASO 特性

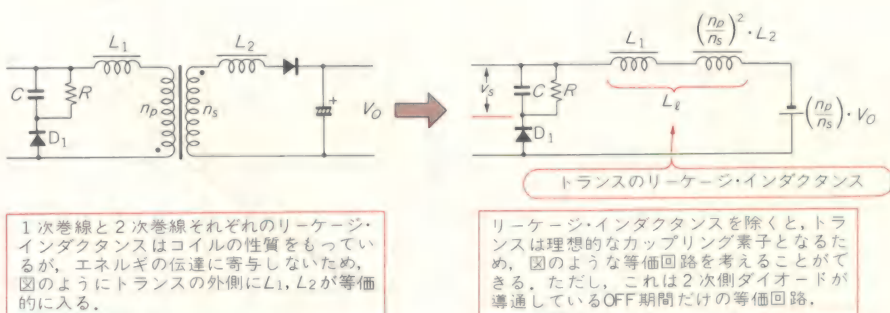


〈図 18〉 スナバ回路の動作



(b) コレクタ電流波形、コレクタ・エミッタ間電圧とスナバ・ダイオード電流 (i_s) 波形

〈図 17〉
リーケージ・インダクタンス成分を考慮した
トランスの等価回路
(OFF 期間のもの)



1 次巻線と 2 次巻線それぞれのリーケージ・インダクタンスはコイルの性質をもっているが、エネルギーの伝達に寄与しないため、図のようにトランスの外側に L_1 , L_2 が等価的に入る。

リーケージ・インダクタンスを除くと、トランスは理想的なカップリング素子となるため、図のような等価回路を考えることができる。ただし、これは 2 次側ダイオードが導通している OFF 期間だけの等価回路。

スタに加わります。

このようなトランジェント(過渡現象)に対してトランジスタが耐えるかどうかは、コレクタ電流とコレクタ・エミッタ間電圧の軌跡が **RASO 領域内にあるかどうかで判定**します。図 16 に使用したトランジスタ 2SC4054 の RASO 曲線を示します。

このトランジェントはごく短い期間内に起こりますので、オシロスコープの観測には多少慣れが必要です。

図 1 の回路においては、パワー・スイッチ ON 時、負荷短絡時、負荷短絡解除時のいずれのトランジェントに対しても RASO 内で動作します。ただし、負荷短絡が長く続いた場合には、発熱によって破壊にいたることがあります。

● スナバ回路

スナバ(Snubber)とはスイッチング・レギュレータでは、**スイッチング・トランジスタのコレクタ・エミッタ間に加わるサージ電圧を抑える回路**の呼び名となっています。

トランジスタが OFF している期間(T_{OFF})にコレクタ・エミッタ間に加わる電圧は入力電圧 V_{IN} と出力電圧 V_O 、およびトランスの巻数 n_P と n_S によって $V_{IN} + (n_P/n_S) \cdot V_O$ と表すことができます。

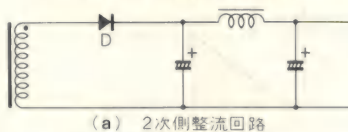
ところが OFF 瞬間時には、この電圧にさらにサージ電圧が加わります。このサージ電圧は、トランスのリーケージ・インダクタンスに蓄積されたエネルギーの放出によって生じます。RCC 方式では、ON 期間にエネルギーをトランスに蓄積し、OFF 期間に 2 次側に放出するサイクルをとっています。

ところが、このトランスにはエネルギーの伝達に寄与しないインダクタンス成分(リーケージ・インダクタンス)が存在するため、そのリーケージ・インダクタンスに蓄積されたエネルギーについては、1 次側で処理するしかありません。処理の方法は抵抗で熱エネルギーにするか、または別のコンバータでエネルギーの再生を図り、1 次または 2 次に供給するか 2 通りが考えられます。

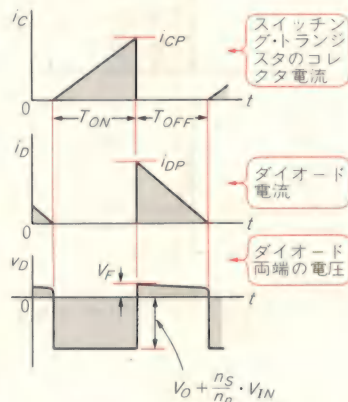
後者は複雑でコストも高くつくことから、ほとんどの電源が抵抗により熱エネルギーに変換する方法をとっています。しかし、リーケージ・インダクタンスに蓄積されたエネルギーだけを取り出して消費するということできないため、一部有効なエネルギーも無駄にせざるを得ません。そのため、リーケージ・インダクタンスをなるべく小さく抑えるくふうがトランスになされています。

図 17 にリーケージ・インダクタンスも含めたトラ

〈図 19〉 2 次側整流回路の動作



(a) 2 次側整流回路



(b) 各部の電流と電圧の関係

〈図 20〉⁽³⁾ ショットキ・バリア・ダイオード ESAC82-004〔富士電機㈱〕の仕様

項目	記号	ECAC82	単位
		-004	
電圧	ピーク繰り返し逆電圧	V_{RRM}	V
	ピーク非繰り返し逆電圧	V_{RSM}	V

48 ($t_W = 500\text{ns}$, デューティ = 1/40)

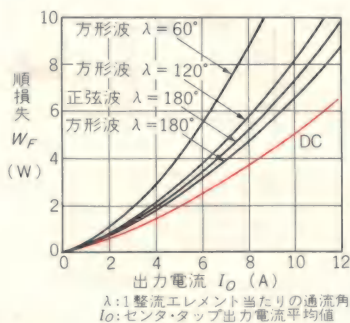
項目	記号	条 件	定格値	単位
電流	平均出力電流	I_O	方形波, デューティ = 1/2, ケース温度 97°C	10* A
	サージ電流	I_{FSM}	正弦波 10ms 定格負荷状態より	120 A
温度	接合温度	T_J		$-40 \sim +125^\circ\text{C}$
	保存温度	T_{stg}		$-40 \sim +125^\circ\text{C}$

*: センタ・タップ出力電流平均値

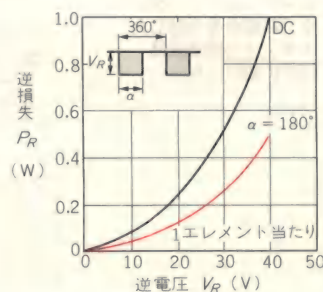
(a) 最大定格

項目	記号	条 件	最大値	単位
電気的 特性	順電圧	V_{FM}	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $I_{FM} = 4.0\text{A}$	0.55 V
	逆電圧	I_{RRM}	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $V_R = V_{RRM}$	5.0 mA
熱特性	熱抵抗	$R_{\theta JA}$	接合-ケース間 平滑直流	3.0 $^\circ\text{C/W}$
	接触熱抵抗	$R_{\theta MC}$	ケース-冷却媒間 接触コンパウンド塗布	1.0 $^\circ\text{C/W}$

(b) 電気的特性



(c) 順損失



(d) 逆損失

ンス結合部分の回路図と、その等価回路を示します。この等価回路はトランジスタが OFF 期間のときのもので、

図 18 (a) と (b) にスナバ回路とトランジスタのコレクタ電流とコレクタ-エミッタ間電圧およびスナバ回路のダイオード D_1 に流れる電流の波形を示します。ダイオード D_1 が導通している間、コレクタ-エミッタ間には、入力電圧 V_{IN} と、スナバ回路のコンデンサ C_s に充電されている電圧 V_s の和の電圧がかかります。

この $V_{IN} + V_s$ の値と、トランスのリーケージ・インダクタンスおよびスナバ回路の C_s と R_s の間の関係式については Appendix で述べますが、結論的には、リーケージ・インダクタンス L_s が大きいほど R_s を小さくしなければなりません。

スナバ・ダイオード D_1 に流れる電流 i_s は図のようにピーク電流の大きい波形ですが、平均電流はごく小さいため、電容量が 0.2 A 程度のもので十分です。耐圧はスイッチング・トランジスタの V_{CBO} と同じ値かそれ以上とします。

また図の電流波形からもわかるように、 di/dt が大

きな値となります。そのため、ノイズ特性の良いダイオードが望ましいといえます。図 1 で用いたサンケン電気の EG01 はノイズ特性の良い種類に属しますが、並列にコンデンサを入れることによりさらに改善することができます。

スナバ回路のコンデンサ C_s には常に V_s の電圧がかかり、ダイオードに並列に入っているコンデンサには $V_s + V_{IN}$ の電圧がかかっています。したがって、それらのコンデンサの耐圧はそれぞれの電圧に適当なマージンをのせて選びます。

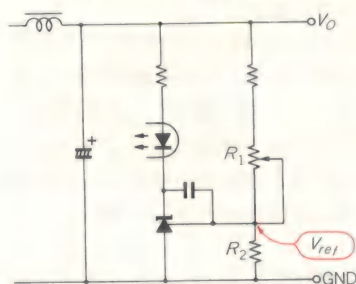
● 2 次側整流平滑回路

2 次側整流平滑回路は、整流ダイオードと電解コンデンサとチョーク・コイルから成っています。ダイオードを流れる電流は図 19 に示したように、コレクタ電流とは反対に直線的に下降する波形となります。

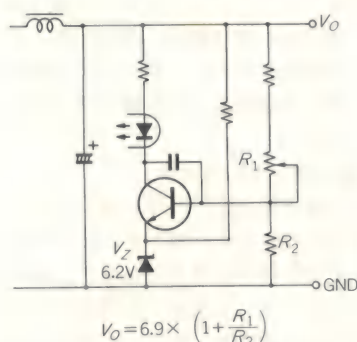
したがって、実効電流は平均電流(出力電流)の 1.4 ~ 1.6 倍になります。また、ダイオードにかかる逆方向電圧は出力電圧の 2 ~ 3 倍になります。

ただし、これらの倍率は図 1 の回路の場合です。一般的な値の求め方については Appendix を参照して

〈図 21〉 電圧検出回路



(a) 可変シャント・レギュレータを用いた回路



(b) ツェナ・ダイオードを用いた回路

ください。

整流ダイオードとしては、富士電機のショットキ・バリア・ダイオード ESAC82-004 を使用しました。仕様を図 20 に示します。

まず仕様の中の図(c)の順損失のグラフから順損失を求めます。実効値が平均値の 1.6 倍ですから、平均電流が $3 \times 1.6 = 4.8 \text{ A}$ のときの DC の損失(約 2 W)を順損失とみることができます。逆損失は図(d)の逆損失のグラフから、 $\alpha = 180^\circ$ のカーブの $V_R = 15 \text{ V}$ の損失(約 0.1 W)と考えることができます。

ESAC82-004 より電流量の小さい ESAB82-004 も放熱板面積を大きくすることにより使用できます。

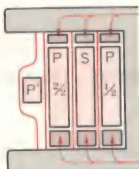
電解コンデンサは 1 次側の平滑コンデンサと同様、許容リプル電流に注意して決めます。

スイッチング電源用として高周波インピーダンスの改良されたものもありますが、一般の電解コンデンサでも 2 本または 3 本と並列接続することにより効果があります。また並列接続する際にフェライト・ビーズまたは $10 \mu\text{H}$ ほどのチョーク・コイルを使って π 型とすることにより、さらに効果を上げることができます。

● 電圧検出回路

電圧検出回路は、出力電圧の微小な変化に対しても

〈表 2〉 5V・3A 用トランスの仕様

コ ア 型 状	EER28 (TDK)																							
コ ア 材 質	PC30(18H _{7C1} 材)																							
ボ ビ ン	EER28-1110CP (TDK)																							
ギャ ッ プ	0.5mm スペース・ギャップ																							
巻 線 仕 様	<table><tr><th>巻 順</th><th>ピ ン</th><th>巻 数</th><th>線 径</th></tr><tr><td>P ½</td><td>③ → ②</td><td>66回</td><td>0.3mm φ</td></tr><tr><td>S</td><td>⑧ → ⑦</td><td>8 回</td><td>1.2mm φ</td></tr><tr><td>P ½</td><td>② → ①</td><td>66回</td><td>0.3mm φ</td></tr><tr><td>P'</td><td>④ → ⑤</td><td>6 回</td><td>0.3mm φ</td></tr></table>				巻 順	ピ ン	巻 数	線 径	P ½	③ → ②	66回	0.3mm φ	S	⑧ → ⑦	8 回	1.2mm φ	P ½	② → ①	66回	0.3mm φ	P'	④ → ⑤	6 回	0.3mm φ
	巻 順	ピ ン	巻 数	線 径																				
	P ½	③ → ②	66回	0.3mm φ																				
	S	⑧ → ⑦	8 回	1.2mm φ																				
	P ½	② → ①	66回	0.3mm φ																				
P'	④ → ⑤	6 回	0.3mm φ																					
インダクタンス	P½ + P½ = 2.5mH																							
	リーケージ・インダクタンス = 36μH 〔⑦ - ⑧間(2次側)ショートで測定〕																							
巻 線 構 造	 <div>上側バリア・テープ 1.6mm幅</div> <div>下側バリア・テープ 3.2mm幅</div>																							
層 間 テ ー プ	P½ と S の間	50μm ポリエステル・テープ 2 回																						
	S と P½ の間	50μm ポリエステル・テープ 2 回																						
	P½ と P' の間	25μm ポリエステル・テープ 2 回																						
	外周	25μm ポリエステル・テープ 4 回																						
絶 縁 耐 圧	1 次 - 2 次間	1250V 1 分間																						
	1 次 - コア間	1250V 1 分間																						
絶 縁 抵 抗	100MΩ以上 (DC500V)																							
規 格	UL478																							

LED の光量を追従させ、安定した電圧を維持する回路です。出力電圧が 8 V 以下の場合は、図 21 (a) のように可変シャント・レギュレータを用いますが、8 V 以上の場合は図(b)のように、6.2 V のツェナ・ダイオードとトランジスタの組み合わせを用いることができます。

フォト・カプラの LED は 2 次側に属し、フォト・トランジスタは 1 次側に属しますので、安全規格を要求されます。使用したシャープの PC111 は UL をはじめ、VDE などの認定を取得しているタイプです。

トランスの製作

RCC 方式のスイッチング・レギュレータの場合、部品の中でトランスだけはチョッパ型のように既製品を購入して使うというわけにはいきません。5 V・3 A 出力に使用するトランスの仕様を表 2 にまとめました。次にこのトランスを組み立てるために必要な材料の紹介と製作方法を説明します。

● トランスを作るための材料と工具

(1) コアとボビン

今回は TDK のコアとボビンを使用しましたが、ほか

のメーカーのものでは、トーキンの FEER28(コア材質は 2500B, ボビンは FRB28P1210F)を使ってほぼ同じように作ることができます。

(2) 巻線用線材

直径 0.3 mm と 1.2 mm のウレタン線を用意します。

(3) 絶縁テープ

幅が約 20 mm で、厚さが 50 μm と 25 μm のポリエステル・テープを用意します。テープの厚さは、のりの厚さを含めないもので、のりを含めた厚さはそれぞれ 75 μm と 50 μm です。

バリア用のテープとして少し厚めのテープがあると便利ですが、50 μm のポリエステル・テープを細く切って使用することができます。

(4) ギャップ用シート材

0.5 mm のポリエステル・シート材か、または代用可能なシート材を用意します。機械的圧力や熱に対してある程度耐えるものなら使えます。

これらの材料の中で、ボビンとテープとシート材については、電源としてまたはセットとして UL の認定を受けるに際して、材質名または難燃化度(UL Grade)の記入が必要となりますので、材料を用意するときに確認してください。

これらの材料によって自分でトランスを製作する場合、テープやシート材のカット用にカッター・マット、カッター、はさみ、定規などの道具を用意してください。トランス・メーカーに試作してもらう場合は、表 2 を見せるだけでだいじょうぶだと思います。

● トランスを作る方法

試作は図 22～図 26 を参照しながら、次の要領で行ってください。

(1) バリアに用いる幅 3.2 mm と 1.6 mm のテープを、それぞれボビンの下側と上側に巻き付けます。巻き付ける厚さは、上下のバリアの間に巻くウレタン線の線径に合わせます。

最初に巻く P ½ は 0.3 mm を 1 往復巻きますので、

0.6 mm の厚さとなります。バリア・テープを巻き終わると図 22 (a) のようになります。

(2) 巻き始めるピンにウレタン線をからめて(はんだ付けは最後に行う)巻き始めます。P ½ を巻き始める状態を図 23 に示します。ウレタン線のリード部分は、バリア・テープの表面に沿って垂直に上げて小さくカットしたテープでとめます。巻き始めるところを直角に曲げ、巻くときの張力で直角が大きいくずれないようにします。

P ½ を巻き終わると図 22 (b) のようになります。巻き始めのリード部分は 3 番ピンと 4 番ピンの間にある溝を通しますが、巻き終わりのリード部分は 2 番ピンと 3 番ピンの間にある溝を通して、2 番ピンにからめます。

(3) P ½ の巻線と上下のバリア・テープをすべて覆う幅(すなわちボビンいっぱいの巻き幅)に 50 μm 厚のテープをカットして、2 回巻きます。このテープを層間テープといいます。P ½ に層間テープを巻き終わると図 22 (c) のようになります。

(4) このようにして順次巻いていきます。

P ¾ を巻くときは、巻き始めのピンが 2 番ピンです。P ½ の巻き終わりのウレタン線とそろえてピンにからめ、またリード部分も同じ溝を使います。巻き終わりのリード部は 1 番ピンと 2 番ピンの間の溝を通します。ピンの配列の中で中央寄りのピンの両側の溝は、他の溝より深く切られていますので、最初の巻線の巻き始めのピンは中央よりのピンを使うようにします。

図 24 に巻き終わったボビンの断面を示します。また図 25 にピン配置図を示します。

すべて巻き終わったらウレタン線をピンにはんだ付けします。

(5) ボビンをはさむようにふたつの同形のコアを挿入し、両サイドのコアが合わさるところに図 26 のように 0.5 mm 厚の小さくカットしたシート材をはさみ、

リーケージ・インダクタンスを小さくする方法

エネルギーの蓄積と取り出しのコイルが別々の場合は、ふたつのコイルをバイファイラ巻きとするのがリーケージ・インダクタンスを小さくする最良の方法です。両方のコイルの間隔が狭く、またコアが近いほどリーケージ・インダクタンスは小さくなります。

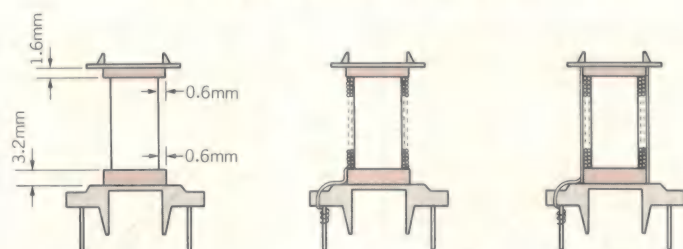
しかし、絶縁トランスでは 1 次巻線と 2 次巻線をバイファイラに巻くことができませんので、相互のコイルの間隔をより縮め、かつ全体がコアから離れないようにするくふうが必要となります。

そこで、巻数の多い 1 次巻線を分割し、2 次巻線をはさむように巻き(サンドイッチ巻き)、しかも全体が厚くならないように、巻数の少ない 2 次巻線については細い線を数本平行にして巻きます。

ただし、最近では線材を 3 層絶縁電線(TIW 電線)とすることによってバリアレス・トランスを作ることができます。

また、絶縁トランスでもこの線を使うことによりバイファイラ巻きを行うことができます。

〈図 22〉トランスの巻き方 (P 1/2 巻線から絶縁テープまで)



ボビンの上と下にそれぞれ 1.6mm と 3.2mm の幅のテープを巻き付ける。巻き付ける厚さは、0.3mmφ のウレタン線が 2 層巻ける 0.6mm とする。こうして巻かれたテープがバリア・テープと呼ばれる

上下のバリア・テープの間に 0.3mmφ のウレタン線を片道 33 回、往復 66 回巻く。巻き始めるピンにウレタン線をからめ、ボビン下側から巻いていく

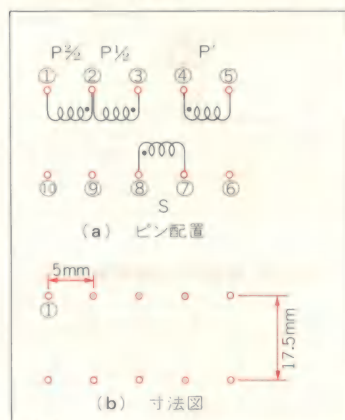
巻いたウレタン線の上に、テープ幅がボビンの上下いっぱいになる 50μm 厚のテープを 2 回巻く

(a)

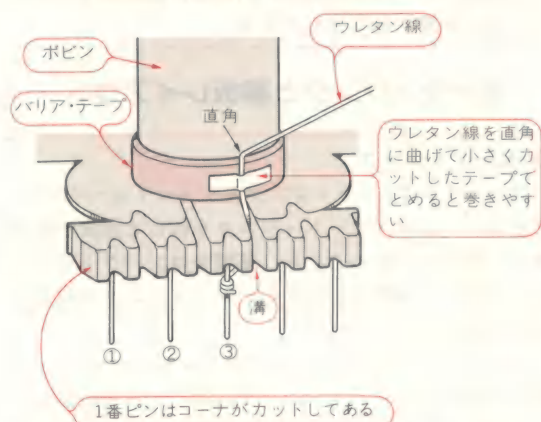
(b)

(c)

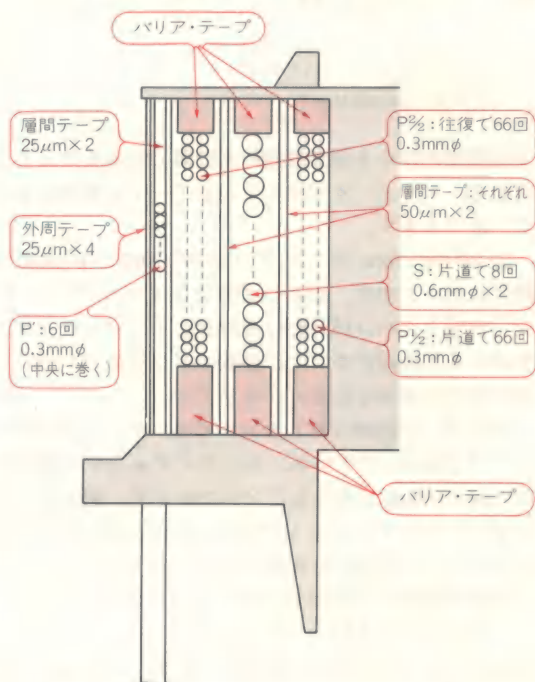
〈図 25〉ピン配置 (ボビンの下から見たところ)



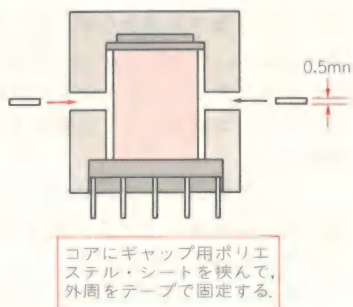
〈図 23〉トランスの巻き始め付近の拡大図



〈図 24〉巻き終わったボビンの断面拡大図



〈図 26〉ギャップ用シートの挿入位置



上下のコアがずれないように押さえて、コアの外周に 25 μm のテープを 2~3 回巻きます。

● 製作したトランスの特性チェック

組み立て終わったトランスの 1 次巻線のインダクタンスと、リーケージ・インダクタンスを測定します。ほぼ表 2 に示した値が得られるはずですが、インダクタンスが極端に異なる値を示す場合を除き、ギャップに用いたシート材の厚さを少し調整することにより、目標とする値が得られます。

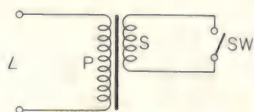
リーケージ・インダクタンスは図 27 に示した回路のように、2 次巻線 S をショートした状態で計った 1 次巻線のインダクタンスのことです。

また飽和電流の測定も行いたい場合は、図 28 のように行ってください。ただし、この方法は便宜的な方法ですので、正式な測定方法を望む場合は JIS 規格を参照してください。

● トランス・コアのカタログ・データの見方

トランスを製作する場合、インダクタンスを測る LCR メータは必需品といえますが、ない場合でも作れないことはありません。トランスのインダクタンス

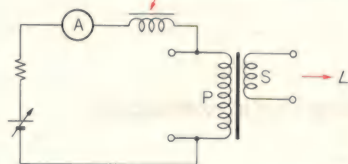
〈図 27〉 1 次巻線のインダクタンスと
リーケージ・インダクタンスの測定



L は 2 次側がオープンで 1 次インダクタンス、2 次側がショートでリーケージ・インダクタンスの値となる。

〈図 28〉 簡易的な飽和磁束測定法

インダクタンス、飽和電流ともに被測定トランスのものより大きいチョーク・コイル



2 次巻線のインダクタンスが約 20% 下がる電流を読む。
正式な測定は JIS 規格によって行う。

や飽和電流はある程度理論的に計算で求めることもできます。またメーカーが出しているデータを参考にすることもできます。

図 29 (a) と (b) に示したグラフは TDK の EER28 に関するデータです。図 (a) のグラフはギャップから AL 値 [巻線 1 ターン (回巻き) 当たりのインダクタンス] を求めるためのグラフで、図 (b) のグラフは AL 値から飽和電流を求めるためのグラフです。

例えば、今回作ったトランスでは、ギャップが両サイドで 0.5 mm ですから、センタ・ギャップに換算すると約 1.0 mm と考えることができます。図 (a) のグラフより、センタ・ギャップが 1.0 mm の場合の AL 値を見ると、130 nH/n² と読み取ることができます。1 次巻線の巻数は 132 回ですからインダクタンスは、

$$130 \times 10^{-9} \times 132^2 = 2.27 \times 10^{-3} (\text{H})$$

と求まります。実際は 2.5 mH ですが、これは、両サイドのギャップをセンタ・ギャップに換算したときの誤差やばらつきによると考えられます。

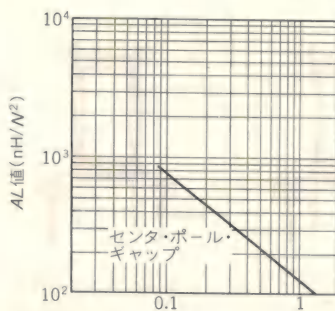
次に、図 (b) のグラフにおいて、AL 値が 130 nH/n² のときの NI 値 (巻数 n に電流 i をかけた値で単位はアンペア・ターン AT) を見ると、250 AT と読み取ることができます。巻数が 132 回ですから飽和電流は、

$$250 \div 132 = 1.89 (\text{A})$$

と求まります。

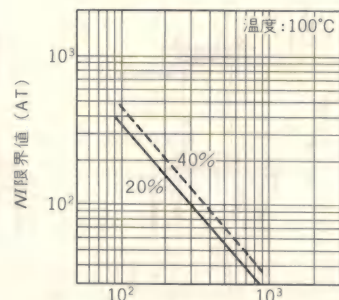
このように LCR メータがなくても、コアのデータからインダクタンスと飽和電流の大まかな値をつかむことができます。ただし、リーケージ・インダクタンスについてはコア・データから計算で求めるというこ

〈図 29〉⁽⁴⁾ トランス・コアのデータ



ギャップ長 (mm)

(a) AL 値



AL 値 (nH/n²)

(b) NI 限界値

とはできません。

また、メーカーが図 29 のようなグラフを出していない場合は、コアの磁束密度、断面積、磁路長などのデータから計算することもできます。

ヒート・シンクと基板レイアウト

● ヒート・シンク

スイッチング・トランジスタとショットキ・バリア・ダイオードには、ヒート・シンクを付ける必要があります。損失が小さいことと、基板をコンパクトにまとめたため、それぞれに別々のヒート・シンクを付けることにしました。

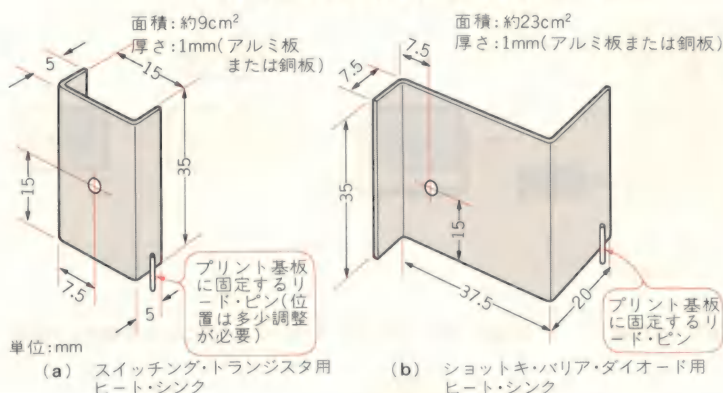
スイッチング・トランジスタとショットキ・バリア・ダイオードのヒート・シンクを共通にする場合には、トランジスタとヒート・シンクの間に規格を満足する絶縁を施さなければならず、また配置にも注意が必要となります。ヒート・シンクを別々にする場合は、トランジスタをヒート・シンクに直接付けられますが、ヒート・シンクかもしれない基板上に感電注意の標識が必要です。

スイッチング・トランジスタの損失はおおよそ入力電力の 7% 前後ですから、図 1 の回路の効率を 70% として、1.5 W となります。

ショットキ・バリア・ダイオードの損失は、前述のとおりに 2.1 W となります。この損失に見合ったヒート・シンクとして図 30 (a) と (b) のような 1 mm 厚の銅板を使うことにしました。

リニア・レギュレータでは、トランジスタのジャンクション温度が $T_{j(\max)}$ の 90% 以下になるようヒート・シンクを設計しましたが、スイッチング・レギュレータでは、 T_j が高いほどスイッチング・ロスが大きくなるというリニア・レギュレータとは異なる現象が起こることに注意します。図 31 に 2SC4054 のスイッチング時間とケース温度 T_c のグラフを示します。

〈図 30〉 ヒート・シンのサイズと形状



このグラフを見るとスイッチング・ロスにいちばん影響を与える t_r が、ケース温度の上昇と共に大きくなっています。このことから温度上昇でスイッチング・ロスが増え、スイッチング・ロスの増加で再び温度が上がるという熱暴走の危険をもっていることがわかります。

したがって、周囲温度が 25℃で T_j が 80℃という試験結果を得ても、周囲温度が 55℃のときに T_j が単純に 110℃になるといい切ることができません。この点がりニア・レギュレータのパワー・トランジスタと異なる点であり、周囲温度を 55℃にして T_j を測定する(または T_c を測って T_j を推定する)必要がある理由です。

$T_{j(max)}$ に対するマージンもなるべく小さくして、 $T_j=110℃$ 程度を目標に設計し、必ず規定の周囲温度でエージングをして T_j または T_c を確認することが必要です。

ショットキー・バリア・ダイオードのヒート・シンの大きさについては、第 3 章でも説明していますので参照してください。

● プリント基板の設計上の注意

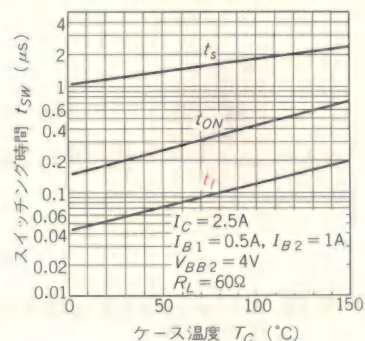
プリント基板は安全規格をパスする点からも、またノイズを抑える点からも回路部品と同様に重要な部品のひとつといえます。プリント基板のパターンを設計する際には、次の基本を念頭においてください。

(1) パルス状の大電流が流れる部分は太く、短く、そして直線にします。

ジャンパ線を省略するために、複雑な回り込みをもったパターンを作るよりは、ジャンパ線を使うほうがベターです。パターンを整理する目的で、コーナで直角に曲げてきれいに仕上げるより、なるべく最短距離の直線にして、見ためを気にしないことです。

電解コンデンサの充電線路と放電線路はそれぞれ分離されたパターンにします。パターンを短くするには、1 次側電解コンデンサとトランスのピン配置とスイッチング・トランジスタの位置を最初に決めることが必

〈図 31〉⁽²⁾ 2SC4054 のスイッチング時間とケース温度



要となります。特にトランスのピン配置はパターンを頭に描きながら決めることが必要となります。

パルス状の大電流が流れる部分に接続される部品は、ほとんど発熱も大きな部品ですので、パターンを太くすることにより熱の拡散にも効果を上げることができ

ます。

(2) 1 次側のパターンどうしの間隔は、その両端にかかるピーク電圧によって異なります。

UL 規格では 0.58 mm を基本間隔として、1 V につき 0.005 mm 加えた沿面距離を要求しますから、基本的にパターンどうしは 2.4 mm の沿面距離(平面内なら銅箔の切れ目の幅)があれば足ります。

ただし、スイッチング・トランジスタのベース端子回りの回路においては電圧が 30 V 以下ですから、回路部品どうしおよび回路部品とグラウンド間は 0.8 mm の沿面距離があれば足ります。

(3) 1 次側と 2 次側のパターン間隔はトランスの沿面距離と同じく 3.2 mm 以上が必要です。

ただし、日本の電気用品取締法が IEC950 に準拠するようになった場合は 4mm 以上必要となります。

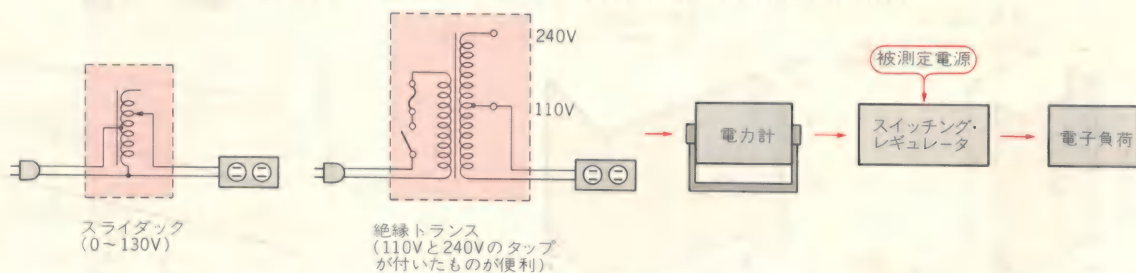
電源の特性の測定方法と評価

リニア・レギュレータの測定と大きく異なる点は、1 次側に測定のポイントが多いという点です。そこで、図 32 に示したように、必ず絶縁トランスを間に入れて測定します。

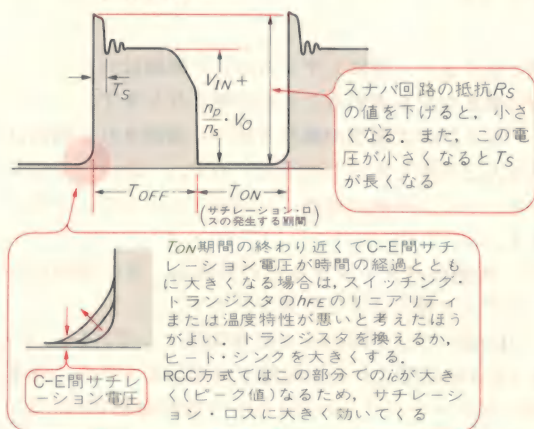
測定するプローブなどを被測定電源につなぐときや、被測定電源の回路を変更するときは必ず電源を切るか、スライダックでゼロまで落とすかしてください。AC ラインから絶縁されていても、被測定電源には高圧が発生しているところがありますので、十分な注意が必要です。

また、被測定電源を手でつかむときや、測定器を操作するときは片方の手だけを使うくせを付けるのも、感電から身を守る方法のひとつです。

〈図 32〉スイッチング・レギュレータを測定するための AC ライン接続のようす



〈図 33〉スイッチング・トランジスタのコレクタ-エミッタ間電圧 V_{CE} の波形



測定する項目は、第 1 章の 3 端子レギュレータのところで述べた内容に次のような追加を行ってください。

(1) 入力変動、負荷変動、効率

AC 入力範囲を日本、米国の公称電圧の 85 ~ 115 % とします。最小負荷電流はいつでもゼロということではなく、与えられた値とします。

(2) 出力リップル

AC リプルとスイッチング・リップルを別々に測定します。また、リップルとは異なるスパイク状のノイズについても測定します。

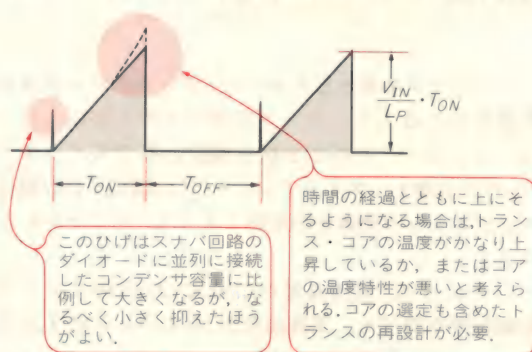
(3) V_{CE} と i_C の測定

スイッチング・トランジスタのコレクタ-エミッタ間電圧 V_{CE} とコレクタ電流 i_C を、オシロスコープで観測します。

V_{CE} は図 33 に示す波形となりますが、オシロスコープ用カメラがない場合は、図に示した電圧と時間を正確に読み取り、波形をノートにかき写しておくとう便利で、また入力電流と出力電流もいっしょに記入しておきます。

T_{OFF} から T_{ON} に移るときに V_{CE} がもち上がるのは、スイッチング・トランジスタの h_{FE} のリニアリティが悪いときにみられます。特に時間の経過と共にもち上がりが大きくなるような場合は、熱暴走の危険がありますのでトランジスタを他に替えるか、またはヒート・シ

〈図 34〉スイッチング・トランジスタのコレクタ電流 i_C の波形



nk のサイズを大きくしてチェックしてみてください。この現象はすでに説明しましたが、 h_{FE} の温度特性が逆転するコレクタ電流が小さいトランジスタによく見られます。

また、 V_{CE} の波形からトランスの巻数比を容易に知ることができます。

i_C は図 34 に示す波形となります。 T_{ON} に入る直前のひげ状の電流は、スナバ回路のダイオードに並列に接続されているコンデンサの放電によるもので、コンデンサの容量を下げると小さくなります。

i_C は時間と共に直線状に上昇しますが、トランスのインダクタンスが電流の増加と共に小さくなるタイプや飽和電流の不足したものは、上に示した波形となります。

また時間の経過と共に上にそるような場合は、コアの温度がかなり上昇しているか、あるいはもともと温度特性の悪いコアのどちらかです。

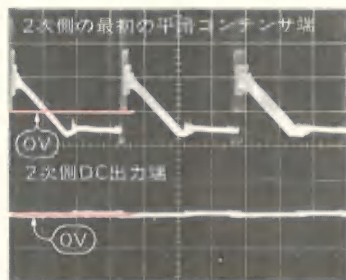
コアの温度上昇はコアそのものの特性にもよりますが、巻線の線径不足による場合もありますので、コアの選定や線径の決定を含めたトランスの再設計が必要です。

i_C の波形からトランスの 1 次巻線のインダクタンスを容易に知ることができます。

V_{CE} と i_C の測定では発振周波数も測定します。

(4) パワー ON 試験と負荷短絡試験

スイッチング・トランジスタにもっとも強いストレスがかかるのは、電源スイッチを入れた瞬間と負荷を



〈写真8〉出力リップルの波形(AC100 V,
 $I_O = 3\text{ A}$, 0.1 V/div, 10 μs /div)

短絡した瞬間、および短絡を解除した瞬間です。

このいずれの場合も、**ベース電流制御回路が働いていないため**、コレクタ電流は過電流保護回路が効き出すまで上昇するからです。

コレクタ-エミッタ間電圧 V_{CE} とコレクタ電流 i_c の軌跡についてはすでに図15で説明しましたが、上の三つの試験を行うときに、この軌跡をオシロスコープ上で観察します。

まず、スライダックにより入力電圧を低い値に設定して試験を行い、軌跡がそれほど大きく広がらないことを確認しながら、徐々に入力電圧を上げていきます。

最終的には**最大入力電圧+10%**アップ程度まで上げますが、そのときの軌跡が、スイッチング・トランジスタの逆バイアス ASO(図16)の内側に入っているかどうかを見ます。瞬間の軌跡を観察するためにはストレージ・オシロスコープが便利ですが、ストレージ・オシロスコープでなくても、**目視である程度確認**ができます。

AC入力電圧が100 Vや120 Vの場合のように、単電源では軌跡もそれほど大きくなりません。図1の回路方式を使って、過電流検出抵抗の値やトランスの設計さえ間違えなければ、トランジスタが破壊することはありません。

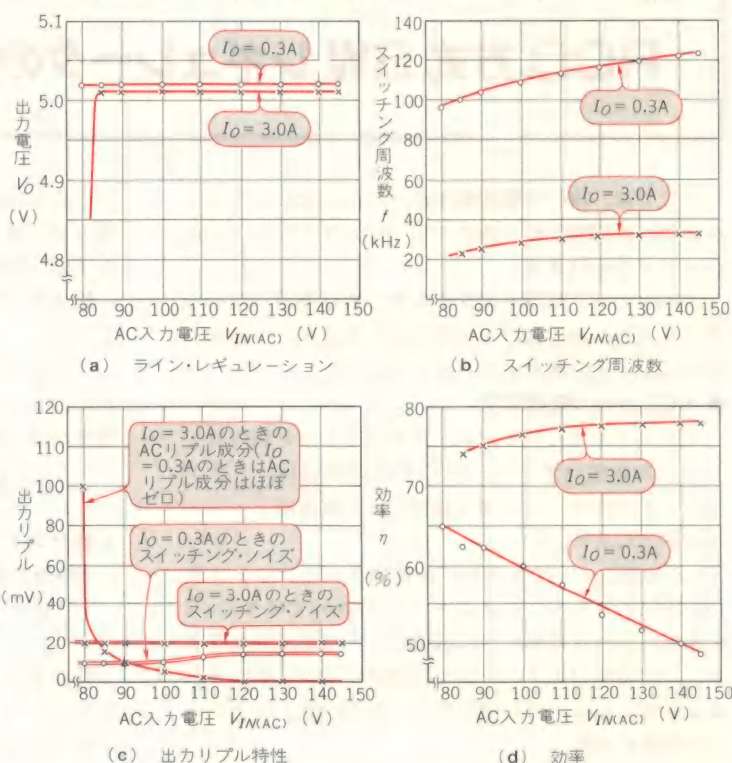
一方、AC入力電圧が85~270 Vのようにワイドになった場合、最大入力電圧時の軌跡は大きくなりがちで、試験結果の判定もシビアになります。

(5) 温度測定

熱電対温度計は、感度の高いアンプとD-Aコンバータが付いているため、スイッチング・レギュレータを動作させたまま測定すると誤差が生じやすいという欠点があります。

そこで、スイッチング・レギュレータを熱平衡にい

〈図35〉製作した5V・3A RCC方式スイッチング・レギュレータの特性



たるまでしばらく動作させたのち、**いったん電源を切って、その直後に温度を読み取るようにします。**

熱電対は被測定体にはんだ付けしておきます。温度測定は、**周囲温度を与えられた条件に設定し、出力電流を最大に、入力電圧を効率が最も低くなる値に設定して行います。**

● 5V・3A電源の測定結果

最後に測定した結果を図35(a)~(d)にまとめます。図(a)は**ライン・レギュレーション**、図(b)は**スイッチング周波数の変化**のようす、図(c)は**出力リップル特性**、図(d)は**効率**です。いずれもAC入力80 Vから145 Vの間で測定しました。

写真8は**出力リップル波形**です。2次側の最初のコンデンサ両端にくらべ、出力端ではリップル、ノイズ共に大幅に減少しているのがわかります。

◆引用文献◆

- (1) SU10V05050, 仕様書, 63.11.15, (株)トーキン.
- (2) 2SC4054, 高耐圧・高速スイッチングトランジスタFXシリーズ, カタログNo. E366-2, 新電元工業(株).
- (3) ESAC82-004, 富士高速整流ダイオード, カタログNo. RH260d, '88年9月, 富士電機(株).
- (4) EER28, TDK Ferrite Cores for Power Supply and EMI/RFI Filter, カタログNo. BAE30A, 1989.5.

RCC 方式 SW レギュレータの回路定数の求め方

ここでは、設計・製作編で紹介しきれなかったことがらや、説明のために数式を用いざるをえないことについてとりあげます。

スイッチング電源を製作するだけでは物足りないと感じる人や、製作編の電圧電流条件を変更した電源を設計したい人の参考になればと思います。

● RCC 方式の発振原理

スイッチング・レギュレータではほとんど例外なくトランスを使いますが、RCC 方式の場合は、トランスの1次巻線でエネルギーを蓄積し、2次巻線でエネルギーを放出します。

1次巻線によってエネルギーが蓄積されるといっても、1次巻線そのものにエネルギーがたまるとはならず、1次巻線に流れる電流が作る磁場にエネルギーがたまりまゝす。この磁場のエネルギーが2次巻線によって放出されるときは、エネルギーを作り出した電流の向きはそのまま維持されます。

このようすは小川の流れによって回っている水車が、小川の流れが止まってもその回転エネルギーがなくなるまで回り続け、小川の流れを同じ方向に作り出すのと似ています。

水車の回転スピードがだんだん落ちるように、2次巻線に流れる電流は最初の値から時間の経過と共に小さくなります。そして、エネルギーの放出が終わると再び1次巻線に電流が流れ始めますが、小川の流れが再開すると水車が初めゆっくり回転するように、1次巻線によるエネルギーの蓄積も時間の経過と共に大きくなります。

コイルに流れる電流がストップしたときに発生する電圧の向きや電流の大きさを考えるときに、この小川と水車の関係に結びつけるとわかりやすいと思います。

エネルギーを放出する回路のダイオードをフライホイール(はずみ車)ダイオードと呼んでいます。コイルに蓄積されるエネルギーとはずみ車の回転エネルギーを結び付けて覚えるのに便利なことばであるといえます。

2次巻線によってエネルギーが放出されている間は、1次巻線に電流が流れないようにブロックされています。エネルギーの放出が完了すると、1次巻線に再び電流が流れ始めます。このように RCC 方式では、エネルギーの蓄積と放出の繰り返しが発振そのものになっているわけですが、このような発振に適している回路がブロッキング・オシレータです。

このブロッキング・オシレータは昔からパルス幅を

そろえる回路に用いられていましたが、その原理図を図1に、またその原理を応用したもっともシンプルなRCCの原形回路を図2に示しました。

図1のブロッキング・オシレータは次のように動作します。

トランジスタ Tr_1 のベースに順方向トリガ・パルスが入力されると、 Tr_1 は ON 状態となって、巻線 P に電流が流れ始めます。巻線 P の電流波形は、

$$i_c \doteq \frac{V_{cc}}{L} \cdot t \quad \cdots \cdots \cdots (1)$$

と表せます。ここで、 L は巻線 P のインダクタンス、 t は時間です。このとき巻線 P' に発生する電圧は、

$$v_p' = -n_p' \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad \cdots \cdots \cdots (2)$$

と表せます。ここで、 n_p' は巻線 P' の巻数、 ϕ は磁束です。一方、磁束 ϕ は、 n_p に流れる電流によって作り出されており、

$$V_{cc} = -n_p \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad \cdots \cdots \cdots (3)$$

が成立していますから v_p' は、

$$v_p' = \frac{n_p'}{n_p} \cdot V_{cc} \quad \cdots \cdots \cdots (4)$$

と表すことができます。

図1において、コンデンサ C の容量が十分大きいと仮定すると、巻線 P' に発生した電圧により、トランジスタ Tr_1 はさらに順方向にバイアスされ、 Tr_1 は ON 状態を続けコレクタ電流は流れ続けます。

コレクタ電流は(1)式が示すように直線的に増加するため、抵抗 R の両端の電圧も時間の経過と共に直線的に上昇し、ほぼ v_p' と等しくなったときに上昇をストップします。上昇のピーク値を i_{cp} とすると、

$$i_{cp} = \frac{v_p'}{R} = \frac{n_p'}{n_p} \cdot \frac{V_{cc}}{R} \quad \cdots \cdots \cdots (5)$$

と表すことができます。

ただし、トランジスタ Tr_1 のベース-エミッタ間電圧と Tr_1 のストレージ・タイムを無視しています。コレクタ電流が i_{cp} に達するまでの時間 τ は、(1)式と(5)式より、

$$\tau = \frac{n_p'}{n_p} \cdot \frac{L_p}{R} \quad \cdots \cdots \cdots (6)$$

と求められます。この時間 τ は入力トリガのパルス幅に関係なく一定です。

一方コレクタ電流がピークに達したときは、磁束の

増加がストップし、(2)式に示した $v_{p'}$ の値はゼロとなってベース電流がストップします。ベース電流がストップすることにより、トランジスタ Tr_1 は ON 状態から OFF 状態に移行しますが、先ほどの水車の動きと同じように、トランスに蓄積されたエネルギーが巻線 P とダイオード D_1 による閉回路を流れ続けます。

このとき、電流の向きは変わりませんが、電流の大きさはピークの値より、ゼロに向かって減少するため、電圧は逆方向となります。磁束も減少するため、巻線 P' に発生する電圧も逆方向となって、トランジスタ Tr_1 のベース-エミッタ間を逆バイアスし、トランジスタを OFF します。

トランスのエネルギーが巻線 P とダイオード D_1 による閉回路を流れる電流 i_D の波形は、

$$i_D = i_{CP} - \frac{V_F}{L_P} \cdot t \quad \dots\dots\dots(7)$$

と表せます。トランジスタ Tr_1 は i_D がゼロになるまで逆バイアスされますが、その時間 τ' は(5)式と(7)式より、

$$\tau' = i_{CP} \cdot \frac{L_P}{V_F} = \frac{n_P'}{n_P} \cdot \frac{V_{CC}}{R} \cdot \frac{L_P}{V_F} = \tau \cdot \frac{V_{CC}}{V_F} \quad \dots\dots\dots(8)$$

と与えられます。 V_F はダイオード D_1 の順方向ドロップ電圧です。

ブロッキング・オシレータの原理を利用した図2のRCC回路においては、トリガ・パルスの代わりに起動抵抗を流れる電流でスタートします。また、エネルギーの放出に2次巻線Sが用意されています。トランジスタ Tr_1 のON時間は(6)式から次のように表すことができます。

$$T_{ON} = \frac{n_P'}{n_P} \cdot \frac{L_P}{R} \quad \dots\dots\dots(9)$$

また、 T_{OFF} については(8)式を次のように変形して求めます。

まず、ダイオードに流れるピーク電流 i_{DP} は AT 一定の法則から、

$$i_{DP} = \frac{n_P}{n_S} \cdot i_{CP} \quad \dots\dots\dots(10)$$

となります。また2次巻線のインダクタンス L_S は巻数の2乗に比例しますから、

$$L_S = \left(\frac{n_S}{n_P} \right)^2 \cdot L_P \quad \dots\dots\dots(11)$$

と、それぞれ表すことができます。

そこで(7)式を変形すると、

$$\begin{aligned} i_D &= i_{DP} - \frac{V_O}{L_S} \cdot t \\ &= \frac{n_P}{n_S} \cdot i_{CP} - \left(\frac{n_P}{n_S} \right)^2 \cdot \frac{V_O}{L_P} \cdot t \quad \dots\dots\dots(12) \end{aligned}$$

i_D がゼロになるまでの時間 T_{OFF} は、

$$\begin{aligned} T_{OFF} &= i_{CP} \cdot \left(\frac{n_S}{n_P} \right) \cdot \frac{L_P}{V_O} \\ &= \frac{n_P'}{n_P} \cdot \frac{V_{IN}}{R} \cdot \left(\frac{n_S}{n_P} \right) \cdot \frac{L_P}{V_O} \\ &= T_{ON} \cdot \frac{n_S}{n_P} \cdot \frac{V_{IN}}{V_O} \quad \dots\dots\dots(13) \end{aligned}$$

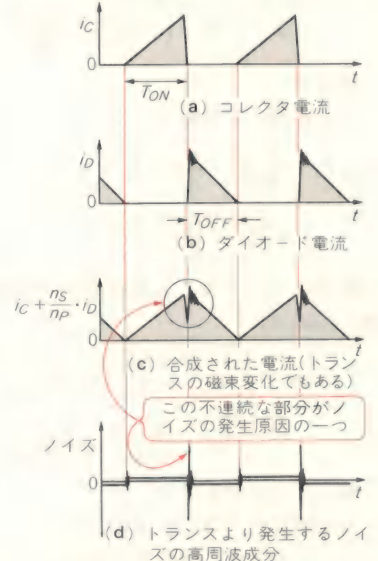
と表すことができます。

T_{OFF} 期間が終わると再びトランジスタ Tr_1 は ON に移行しますが、回路定数のとり方によっては、起動抵抗の助けを借りずに ON 状態となります。このようにして発振が続けられます。

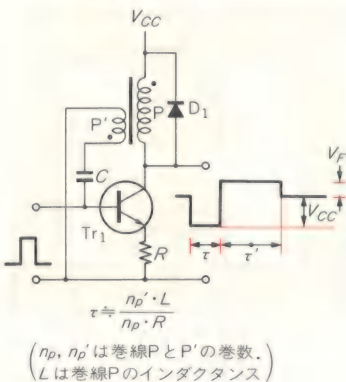
Tr_1 の電流と D_1 の電流の変化する様子を図3(a)と(b)に示しました。また、それらのピーク値をそろえて合成した波形を図(c)に示しました。

合成した波形の不連続な部分はトランスのリーケージ・インダクタンスによりますが、この不連続部分が

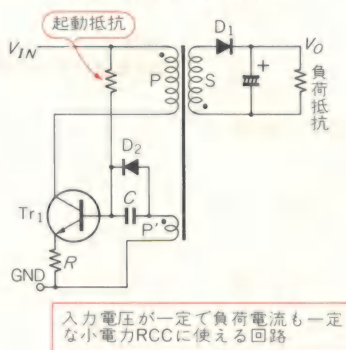
〈図3〉 トランスのリーケージ・インダクタンスによるノイズ



〈図1〉 ブロッキング・オシレータの原理図



〈図2〉 RCC方式の原形回路



ノイズ発生のひとつの原因になっています。ノイズは伝導ノイズとして2次側に出力されるだけでなく、リーケージ・フラックスとして外部回路に直接影響を与え図(d)のようなノイズを生みます。

● RCC 方式にかかわる計算式

(13)式を V_o に関して書き換えると、

$$V_o = \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} \cdot \frac{n_s}{n_p} \cdot V_{IN} \quad \dots\dots\dots(14)$$

となります。この式は出力電圧が T_{ON} と T_{OFF} の比によって変化すること、逆にいえば、 V_{IN} が変化しても T_{ON} と T_{OFF} の比を変えることにより、 V_o を一定に保つことができることを表しています。

(13)式を使って、発振の周期 T である $T_{ON} + T_{OFF}$ を求めると、

$$T = T_{ON} \cdot \left(1 + \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{V_{IN}}{V_o}\right) \quad \dots\dots\dots(15)$$

となります。一方、 T_{ON} の期間にトランスに蓄積されるエネルギーは、

$$\frac{1}{2} L_P \cdot i_{CP}^2 = \frac{1}{2} L_P \cdot \left(\frac{V_{IN}}{L_P} \cdot T_{ON}\right)^2 \quad \dots\dots\dots(16)$$

ですから、1秒間にトランスに入力される電力 P_{IN} は、

$$P_{IN} = \frac{1}{2} \cdot L_P \cdot \left(\frac{V_{IN}}{L_P} \cdot T_{ON}\right)^2 \cdot f \quad \dots\dots\dots(17)$$

と表すことができます。ここで、 f は発振周波数で $1/T$ です。(17)式を T_{ON} について解くと、

$$T_{ON} = \frac{L_P}{V_{IN}} \cdot \sqrt{\frac{2P_{IN} \cdot T}{L_P}} \quad \dots\dots\dots(18)$$

となり、これを(15)式に代入して、 T について解くと、

$$T = \frac{2L_P \cdot P_{IN}}{V_{IN}^2} \cdot \left(1 + \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{V_{IN}}{V_o}\right)^2$$

を得ることができます。そこで発振周波数 f は、

$$f = \frac{V_{IN}^2}{2L_P \cdot P_{IN} \cdot \left(1 + \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{V_{IN}}{V_o}\right)^2} \quad \dots\dots\dots(19)$$

と表せます。

入力電流の平均値 I_{IN} は、

$$\begin{aligned} I_{IN} &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} \frac{V_{IN}}{L_P} \cdot t \, dt \\ &= \frac{V_{IN} \cdot T_{ON}^2}{2L_P \cdot T} = \frac{P_{IN}}{V_{IN}} \quad \dots\dots\dots(20) \end{aligned}$$

と表せます。一方、入力電流(1次巻線の電流)の実効値 $I_{IN(RMS)}$ は、

$$\begin{aligned} I_{IN(RMS)} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_{ON}} \left(\frac{V_{IN}}{L_P} \cdot t\right)^2 dt} = \sqrt{\left(\frac{V_{IN}}{L_P}\right) \cdot \frac{T_{ON}^3}{3T}} \\ &= \sqrt{I_{IN}^2 \cdot \frac{4T}{3T_{ON}}} = \sqrt{\frac{4T}{3T_{ON}}} \cdot I_{IN} \quad \dots\dots\dots(21) \end{aligned}$$

と表すことができます。

出力電流の平均値を I_o とすると、2次巻線およびダイオードを流れる電流の実効値は、入力電流の実効値

と同じ求め方により、

$$I_{S(RMS)} = \sqrt{\frac{4T}{3T_{OFF}}} \cdot I_o \quad \dots\dots\dots(22)$$

と表すことができます。

コレクタ電流のピーク値は、

$$i_{CP} = \frac{V_{IN}}{L_P} \cdot T_{ON} = 2 \left(1 + \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{V_{IN}}{V_o}\right) \cdot \frac{P_{IN}}{V_{IN}} \quad \dots\dots\dots(23)$$

と表せます。

● トランスにかかわる計算式

トランスのインダクタンス L は次の式で与えられます。

$$L = \frac{\mu_0 \cdot n^2 \cdot S}{\left(\frac{l_1}{\mu_1} + l_0\right)} \text{ (H)} \quad \dots\dots\dots(24)$$

ここで、 μ_0 : 真空透磁率 [$4\pi \times 10^{-7}$ (H/m)]

μ_1 : コアの比透磁率

S : コア断面積 (m^2)

l_1 : 磁路長 (m)

l_0 : ギャップ長 (m)

n : 巻数

とします。 S 、 l_1 、 l_0 については図4を参照してください。この式を適用する場合は、単位に気を付けてください。また、ギャップが大きくなると誤差も大きくなりますので、実際に測定する必要があります。

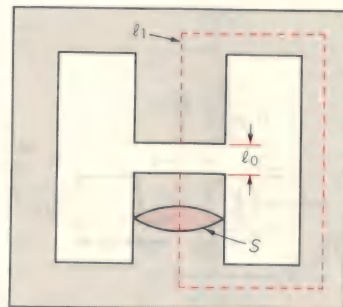
飽和電流 $I_{(sat)}$ は次の式で与えられます。

$$I_{(sat)} = \frac{B_{(sat)}}{n \cdot \mu_0} \cdot \left(\frac{l_1}{\mu_1} + l_0\right) \text{ (A)} \quad \dots\dots\dots(25)$$

ここで、 $B_{(sat)}$ はコアの飽和磁束密度(正確には残留磁束密度を差し引いた値)ですが、単位はテスラを用いてください。インダクタンスや飽和電流の計算において、単位をメートル系で統一することは煩雑さを軽減するのに効果的です。磁束密度もガウスよりテスラを用いたほうが単位の合わせが容易です。コアのカatalogにもテスラが用いられます。(25)式において $l_1/\mu_1 \ll l_0$ ですから、それぞれの式は、

$$L = \frac{\mu_0}{l_0} \cdot n^2 \cdot S \text{ (H)} \quad \dots\dots\dots(26)$$

〈図4〉
コア形状パラメータ



断面積 : $S(\text{m}^2)$

磁路長 : $l_1(\text{m})$

ギャップ: $l_0(\text{m})$

$$I_{(\text{sat})} = \frac{I_0}{\mu_0} \cdot \frac{B_{(\text{sat})}}{n} \dots\dots\dots(27)$$

と表すこともできます。これらふたつの式をくらべると、ギャップを2倍にして、巻数を $\sqrt{2}$ 倍にすると、インダクタンスを変えずに飽和電流だけを $\sqrt{2}$ 倍にすることができることがわかります。すなわち、**同じコアでインダクタンスを変えずに飽和電流を増やすには、巻数を増やして、ギャップも増やす**という方法をとれば良いことがわかります。

また、 $I_{(\text{sat})}$ は(26)式と(27)式より、

$$I_{(\text{sat})} = \frac{B_{(\text{sat})} \cdot n \cdot S}{L} \dots\dots\dots(28)$$

と表すこともできます。

● 整流ブリッジ

整流ブリッジを流れる電流の実効値と平均値の関係を表すO.H.Schadeのグラフを図5に示します。

このグラフを利用する前にそれぞれの値を求めておきます。 R_L は負荷抵抗ですが、第5章の図1の回路においては、出力電力が15W、効率70%、最小入力電圧が90V(AC)として、約560 Ω となります。 R_S はライン・フィルタのコイルの抵抗と突入防止抵抗の和ですから、5.1 Ω となります。

よって、横軸の $n\omega CR_L$ は35と求まり、縦軸の R_S/nR_L は0.0046と求まります。これらふたつの値によって、実効電流が平均電流の1.5倍であることがグラフから得られます。平均電流は0.2Aですから、実効電

流は0.3Aと求まります。

図6(a)の整流ダイオードの周囲温度-出力電流のグラフより、 $T_a=55^\circ\text{C}$ における出力電流は0.7Aですから十分といえます。

なお、一般にコンデンサ・インプット型の整流回路では、整流ダイオードの出力電流の値が、回路の平均入力電流を0.8で割った値以上であれば良いといえます。実効電流値以上必要ということではありません。

突入電流はほぼ最大入力電圧のピーク値を $R_S=5.1\Omega$ で割った値となります。最大入力電圧をAC120Vの15%アップとすると、ピーク値は、

$$120 \times 1.15 \times \sqrt{2} = 195(\text{V}) \dots\dots\dots(29)$$

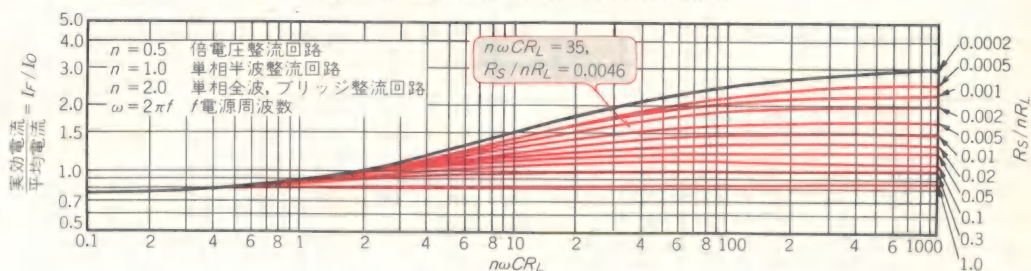
となりますから、突入電流は38Aと求まります。図6(b)のせん頭サージ順電流耐量のグラフより、十分カバーされていることがわかります。

逆耐圧については、最大入力電圧のピーク値の2倍以上とします。ピーク値は195Vですから、390V以上であれば良いことになります。使用したS1VBA40の定格表では V_{RM} が400Vとなっており、条件を満足しています。

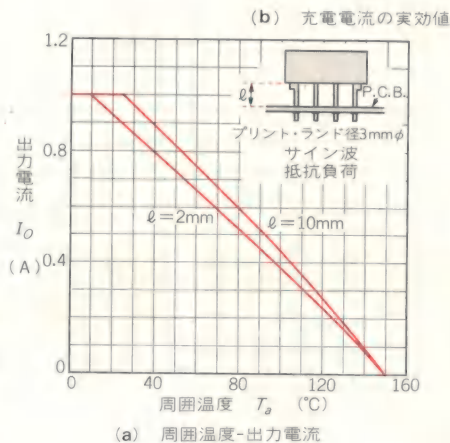
● コンデンサのリプル電流

第5章の図6(p.64)に整流ダイオードの出力電流とトランスの1次巻線の電流と、それらふたつの電流の差の電流の波形を示しました。ふたつの電流の差の電流波形がコンデンサのリプル電流となります。したがってリプル電流の実効値は、

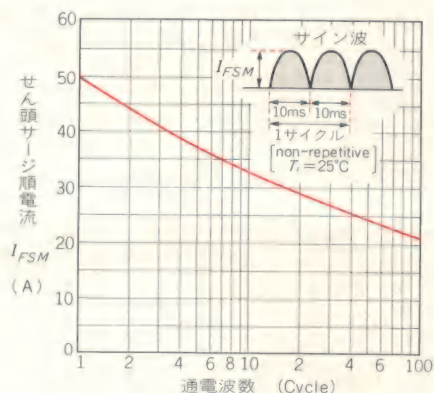
〈図5〉 O.H.Schadeのグラフ(充電電流の実効値)



〈図6〉⁽¹⁾
整流ブリッジS1BA
シリーズの特性の一部



(a) 周囲温度-出力電流



(b) せん頭サージ順電流耐量

$$I_{r(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_1 - i_2)^2 dt} \dots\dots\dots(30)$$

と表せます。この式を実際に解くことは大変労力の要することになりますので、(30)式の右辺が、

$$\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_1^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_2^2 dt} \dots\dots\dots(31)$$

より小さいことを利用することになります。(31)式は i_1 の実効値 I_1 と、 i_2 の実効値 I_2 によって、

$$\sqrt{I_1^2 + I_2^2} \dots\dots\dots(32)$$

と表すことができます。 I_1 は O.H. Schade のグラフで求めたように、平均入力電流の 1.5 倍、また I_2 は(21)式より得られますがトランスは入力電圧が最小のときに $T_{ON} = T_{OFF}$ となるように設計されていますので、 I_2 は、

$$I_2 = \sqrt{\frac{4 \times 2}{3 \times 1}} \cdot I_{IN} = 1.6 \cdot I_{IN} \dots\dots\dots(33)$$

と求まります。したがって、(30)式の値も、

$$\sqrt{1.5^2 + 1.6^2} \times I_{IN} = 2.2 \times I_{IN} \dots\dots\dots(34)$$

と求まります。 I_{IN} は 0.2 A ですから、式の値は 0.44 A となります。実際の実効値はこれより低い値となりま

すが、大まかなところを知ることができます。

この実効値に基づいて電解コンデンサの許容リプル電流と比較するときは、**許容リプル電流周波数換算係数**を考慮します。(34)式の I_2 は 20 kHz 以上の高周波ですから、コンデンサに求められる許容リプル電流は、**表 1** の特性表の中の(b)の許容リプル電流周波数換算係数の 100 μ F、10 kHz の値である 1.48 を用いて、

$$\sqrt{I_1^2 + \left(\frac{I_2}{1.48}\right)^2} \times I_{IN} = \sqrt{1.5^2 + \left(\frac{1.6}{1.48}\right)^2} \times I_{IN} \\ = 1.85 \cdot I_{IN} = 0.370 \text{ (A)} \dots\dots\dots(35)$$

と求まります。

表 1 (a)の許容リプル電流のデータによれば 200 V、100 μ F の値は 340 mA となっていて少し不足です。

● ドライブ回路定数

前掲の(23)式の**コレクタ・ピーク電流**を求める式に、第 5 章図 1 の回路の条件をあてはめてみると、 i_{CP} は入力電圧が最小の値 DC にして 105 V のとき最大になることから、

〈表 1〉⁽²⁾ 電解コンデンサ USM シリーズ(マルコン)の許容リプル電流(mA at 105℃ 120 Hz)

入力(Vdc) 容量(μ F)	6.3	10	16	25	35	50	63	80	100	160	200	250	315	350	400	450
0.1						4										
0.22						6										
0.33						7										
0.47						9			9							
1						15			17		17		23	24	26	29
2.2						21			27		30	30	38	38	43	48
3.3					22	30			44	35	40	40	53	57	65	71
4.7					35	35	35		50	45	50	50	61	71	80	88
10			40	45	61	61	61		100	70	80	85	107	124	153	175
22		54	75	80	105	110	120		170	120	140	145	200	225	262	288
33		63	100	115	140	150	155	160	210	160	175	185	265	296	315	
47		83	125	145	175	190	210	220	320	200	215	230	343	357		
100		146	200	250	290	330	340	360	470	300	340	360				
220	240	260	335	400	480	545	550	600	620							
330	320	340	430	480	580	630	650	690	705							
470	420	440	575	620	670	710	725	810	890							
1,000	550	680	780	805	870	1,025	1,220									
2,200	800	960	1,055	1,235	1,365											
3,300	1,035	1,195	1,590	1,630												
4,700	1,275	1,425	1,890													
6,800	1,750	1,850														
10,000	2,045															

(a) 許可リプル電流

 は使用した平滑コンデンサ

周波数(Hz) 容量(μ F)	50	120	400	1 k	10 k	50~100 k
$C \leq 10$	0.8	1	1.30	1.45	1.65	1.7
$10 < C \leq 100$	0.8	1	1.23	1.36	1.48	1.53
$100 < C \leq 1,000$	0.8	1	1.16	1.25	1.35	1.38
$1,000 < C$	0.8	1	1.11	1.17	1.25	1.28

(b) 許容リプル電流周波数換算係数

温度(℃)	70	85	105
係 数	1.65	1.40	1.00

(c) 許容リプル電流温度換算係数

$$i_{CP} = 2 \times \left(1 + \frac{8}{132} \times \frac{105}{5} \right) \times \frac{15}{105 \times 0.7} = 0.93 \text{ (A)} \dots (36)$$

と求めます。

一方、帰還巻線 P' に発生する電圧は(4)式より、

$$v_{P'} = \frac{6}{132} \times 105 = 4.8 \text{ (V)} \dots (37)$$

と求めます。

スイッチング・トランジスタの h_{FE} を 15 と仮定すると、ベース・ドライブ抵抗は次のように求められます。

$$i_{CP} = \frac{v_{P'}}{R_1} \cdot h_{FE} + \frac{V_{IN}}{L_P} \cdot t_{stg} \dots (38)$$

t_{stg} として $5 \mu\text{s}$ 、 L_P として 2.5 mH を代入して R_1 を求めると、

$$R_1 = \frac{v_P \cdot h_{FE}}{\left(i_{CP} - \frac{V_{IN}}{L_P} \cdot t_{stg} \right)}$$

$$= \frac{4.8 \times 15}{\left(0.93 - \frac{105}{2.5 \times 10^{-3}} \times 5 \times 10^{-6} \right)} = 100 \text{ (}\Omega\text{)} \dots (39)$$

と求めます。

ドライブ回路のコンデンサ C_1 の値については、時定数 $C_1 \cdot R_1$ が数 μs になるように選びます。

● スイッチング・トランジスタの動作

トランジスタが飽和して ON 状態にあるとき、ベースには i_C / h_{FE} 以上の電流が流れています。余分となるベース電流、

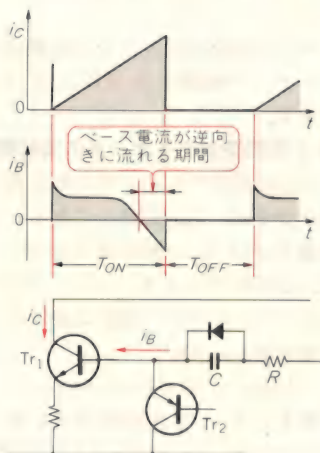
$$i_B - \frac{i_C}{h_{FE}} \dots (40)$$

はベース領域内に過剰キャリアを生み出しますが、この過剰キャリアは、ベース電流が i_C / h_{FE} 以下になったときにも、ON 状態を維持する働きをします。

この過剰キャリア効果はトランジスタの蓄積時間 t_{stg} の形で現れます。 t_{stg} 期間はベース電流と関係なくコレクタ電流が増して、ベース電位を上げるため、OFF 状態に近づくと、ベース電流は図 7 のように逆

〈図 7〉

スイッチング・トランジスタのコレクタ電流とベース電流



方向に流れるようになります。

t_{stg} はベース領域内の過剰キャリアの消滅と共に終わり、トランジスタは ON 状態から OFF に向かいますが、OFF 状態になるまでの期間、トランジスタは極く短い期間ですが能動領域を通過します。

この能動領域を通過する期間を t_{μ} (フォール・タイム) と呼んでいます。トランジスタが OFF に向かうと帰還巻線 P' に逆方向の電圧が発生するので、トランジスタは逆バイアスされ、加速されて OFF 状態にいたります。

このトランジスタのベースの逆方向電流は、逆バイアスによるエミッター・ベース間容量の充電が完了するまで続きます。エミッター・ベース間容量を充電する電流はベース・ドライブ回路のコンデンサ C を通って流れます。

再び ON するときには、このエミッター・ベース間容量の放電から始まりますが、ベース・ドライブ回路のコンデンサ C は放電を早め、ON 状態への移行をスピード・アップする働きもしています。

● スイッチング・トランジスタの損失

スイッチング・トランジスタの損失は、OFF 状態から ON 状態に移る際の ON ロス、ON 状態のときのサチレーション・ロス、ON 状態から OFF 状態に移る際の OFF ロスからなっています。これらの中で、ON ロスと OFF ロスはスイッチング周波数に比例するため、なるべくスイッチング周波数を下げることで、軽減できます。

サチレーション・ロスについては、第 5 章の図 33 でも説明したように、 T_{ON} の終わり近くで v_{CE} がもち上がるタイプのトランジスタは大きなロスが発生します。 T_{ON} 期間の v_{CE} がフラットなトランジスタを使うと、サチレーション・ロスを下げることができます。

● スナバ回路定数

スナバ回路は、トランジスタが ON から OFF に移るときにリーケージ・インダクタンスによって発生するサージ電圧を抑える回路です。

トランジスタの ON 期間にトランスに蓄積されるエネルギーは、トランジスタの OFF の期間に 2 次巻線を通じて放出されますが、エネルギーの伝達に寄与しないリーケージ・インダクタンスに蓄積されたエネルギーは、1 次側で熱エネルギーとして消費するしかありません。

第 5 章の図 18 におけるダイオード D_1 、コンデンサ C_s 、抵抗 R_s がスナバ回路を構成しています。この図はトランジスタが OFF のときのスナバ回路の等価回路を示しています。

コンデンサ C_s 両端の電圧を V_s とすると、 V_s とリーケージ・インダクタンス L_s 、および回路のほかの定数の間には次の関係が成立します。

ここで示したダイオード電流のピーク値は、ほぼコレクタ・ピーク電流 i_{CP} と同じと仮定してすすめます。また、リーケージ・インダクタンス両端の電圧は、 $V_s - (n_P/n_S) \cdot V_O$ と表せますから、ダイオードの電流 i_s の波形は、

$$i_s = i_{CP} - \frac{\left(V_s - \frac{n_P}{n_S} \cdot V_O\right)}{L_t} \cdot t \quad \dots\dots\dots(41)$$

と表すことができます。

すなわち、ダイオードが導通する期間 T_s は、

$$T_s = \frac{L_t \cdot i_{CP}}{\left(V_s - \frac{n_P}{n_S} \cdot V_O\right)} \quad \dots\dots\dots(42)$$

と表すことができます。

したがって、ダイオードに流れる電流によるコンデンサの電圧上昇分は、一周期当たり、

$$\begin{aligned} \Delta V_s &= \frac{1}{C_s} \int_0^{T_s} i_s \cdot dt \\ &= \frac{L_t \cdot i_{CP}^2}{2 \left(V_s - \frac{n_P}{n_S} \cdot V_O\right)} \cdot \frac{1}{C_s} \quad \dots\dots\dots(43) \end{aligned}$$

と表せます。

一方、抵抗 R_s に流れる電圧下降分は、一周期当たり、

$$\Delta V_s = \frac{1}{C_s} \int_0^T \frac{V_s}{R_s} dt = \frac{V_s \cdot T}{R_s} \cdot \frac{1}{C_s} \quad \dots\dots\dots(44)$$

と表せます。

上昇分と下降分が等しいので、上のふたつの式から R_s について解くと、

$$\begin{aligned} R_s &= \frac{V_s \cdot \left(V_s - \frac{n_P}{n_S} \cdot V_O\right)}{\frac{1}{2} \cdot L_t \cdot i_{CP}^2 \cdot \frac{1}{T}} \\ &= \frac{V_s \cdot \left(V_s - \frac{n_P}{n_S} \cdot V_O\right)}{\frac{L_t}{L_P} \cdot P_{IN}} \quad \dots\dots\dots(45) \end{aligned}$$

また、 V_s について解くと、

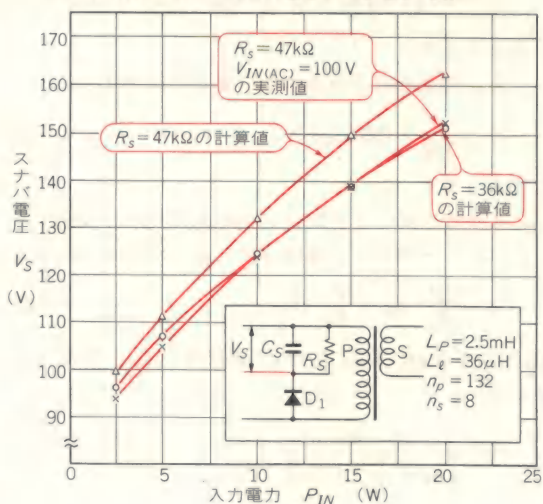
$$\begin{aligned} V_s &= \frac{1}{2} \left(\frac{n_P}{n_S} \right) \cdot V_O + \\ &\sqrt{\frac{L_t}{L_P} \cdot P_{IN} \cdot R_s + \frac{1}{4} \left(\frac{n_P}{n_S} \right)^2 \cdot V_O^2} \quad \dots\dots\dots(46) \end{aligned}$$

と求まります。

入力電力最大のときに V_s が最大となります。また、トランジスタにかかる電圧は $V_s + V_{IN}$ ですから、**入力電圧最大で入力電力最大のときに、 V_{CE} ピーク電圧が最大**となります。

一般的に AC 100 V/120 V 用のスイッチング・トランジスタは V_{CEO} が 400 V ですので、マージンもみて、 **$V_s + V_{IN}$ が 350 V 以下**におさまるように R_s を決めます。第5章の図1の回路を例にとると、最大入力電圧

〈図8〉 スナバ回路の電圧と入力電力の関係



は 195 V ですから、 V_s は 155 V ($350 \text{ V} - 195 \text{ V}$) 以下とします。これを(45)式に代入すると、 R_s は、

$$R_s = \frac{155 \times \left\{ 155 - \left(\frac{132}{8} \right) \times 5 \right\}}{\left(\frac{36 \times 10^{-6}}{2.5 \times 10^{-3}} \right) \times \frac{15}{0.7}} = 36 \times 10^3 (\Omega) \quad \dots\dots\dots(47)$$

と求まります。

しかし、実際に V_s を測定したところ、 R_s として 47 k Ω を使うと V_s を 155 V 以下に抑えることができませんでした。これは、ダイオード D_1 に流れる電流のピーク値をコレクタ電流ピーク値と同じと仮定して式を作ったためと思われます。**実際のダイオード電流のピーク値はコレクタ電流のピーク値より小さい値**となります。

スナバ回路の抵抗を決める際に(45)式を参考にする場合は、実際の値も確認してみてください。なお(46)式で計算した V_s の値と、実測値の比較グラフを図8に示しました。**リーケージ・インダクタンスを半分に減らすと、同じ V_s を得るのに2倍の大きさの抵抗が使え、スナバ損失を半分に減らすことができる**ことがわかります。

スナバ回路のコンデンサ容量は、時定数 $C_s \cdot R_s$ がスイッチング周期の 20 倍以上(約 1 ms)になるように選びます。

● 2次側整流ダイオードの実効電流

2次側整流ダイオードの実効電流は(22)式に示したとおりですが、 T_{OFF} が最小になるとき、すなわち $V_{IN(AC)}$ が最小のときに実効値は最大となります。また、 $V_{IN(AC)}$ が最小のとき、 T_{ON} と T_{OFF} の比がほぼ 1:1 になるようにトランス巻数比を決めていますから、(22)式の最大値 $I_{S(RMS)}$ は、

$$I_{S(RMS)} = 1.63 \cdot I_O \quad \dots\dots\dots(48)$$

と求まります。2次側整流ダイオードは既に述べたとおりですが、出力電圧が 5 V の場合は V_{RM} が 40 V の、

また 12 V の場合は V_{RM} が 90 V のショットキ・バリア・ダイオードを、また 24 V の場合は V_{RM} が 200 V のソフト・リカバリ・ダイオードを使うようにするとノイズを小さく抑えられます。

● 2 次側整流ダイオードのリカバリ特性

一般の PN 接合をもつダイオードは順方向に電流が流れているとき、P 側の多数キャリアである正孔は N 側に流れ込み、N 側の多数キャリアである電子は P 側に流れ込み、P、N、おのおのの領域内には相手の多数キャリア、すなわち自分にとっては少数キャリアをかかえています。

この少数キャリアは平衡状態にあるときの量にくらべると一段と濃度が高いため、**少数キャリア蓄積効果**と呼ばれる現象を起こします。

この現象は、大きな順方向電流が流れている回路において、ダイオードを逆バイアスしたときに見られます。スイッチング・レギュレータにおいては**電圧波形**

が矩形波となるため、**順バイアスから逆バイアスへの変化が急激で**、それだけこの少数キャリア蓄積効果によって受ける影響が大きいといえます。

大きな順方向電流によって発生している少数キャリアは、逆バイアスがかかった瞬間からある時間を経て消滅しますが、この少数キャリアが生きている間は、逆方向に電流が流れてしまいます。

この現象を図 9 によって説明します。逆バイアスされた瞬間の電流を時間を拡大して見ると、図のいちばん下の波形となります。逆バイアスになった瞬間には P、N おおのの電極に負と正が印加し、多数キャリアである正孔と電子は両端に引っ張られ、**コンデンサに充電するときと同じような電流**が流れます。したがってダイオード内では**パワー・ロス**は生じません。この期間が t_{rr} で示された部分です。

多数キャリアが両端に引っ張られたあとでも、少数キャリアは比較的長い期間生きており、ダイオードに

トランスのショート・リングとファラデ・シールド

ショート・リングはトランス・コアの外周に図 C に示すような銅板を巻き、両端をショートさせたものをいいます。トランス・コアの外部に漏れる磁束（リーケージ・フラックス）の一部を吸収する働きをします。

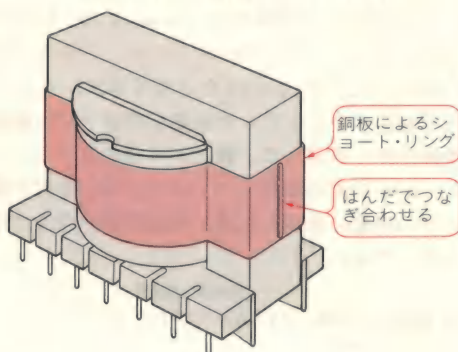
銅板の幅は、ボビンの幅から上下のバリア幅を引いた値まで拡張することができます。また厚さは一般のスイッチング電源の場合、0.2 mm 程度かそれより厚めのものが良いでしょう。銅板に対して垂直に入る磁束に対しては厚いほうが吸収効果があります。ショート・リングを付けるとインダクタンスが少し下がります。

ショート・リングが磁気シールドの一種とすれば、ファラデ・シールドは静電シールドに相当し、トラン

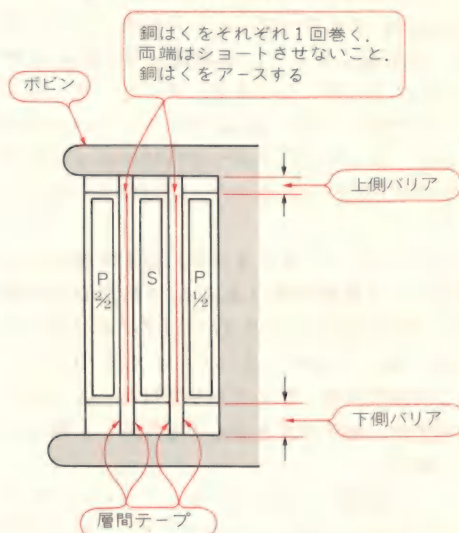
ス・コイルの 1 次-2 次間に図 D のに示したような銅はくを両端がショートしないように巻きます。銅はくの幅はコイルの巻幅と同じにします。銅はくの厚さは $10\ \mu\text{m}$ の薄いもので良いでしょう。

ファラデ・シールドはコイルの 1 次-2 次間の静電結合を防ぎ、コモン・モード・ノイズを減衰させるので、Y コンデンサと同じような効果があります。

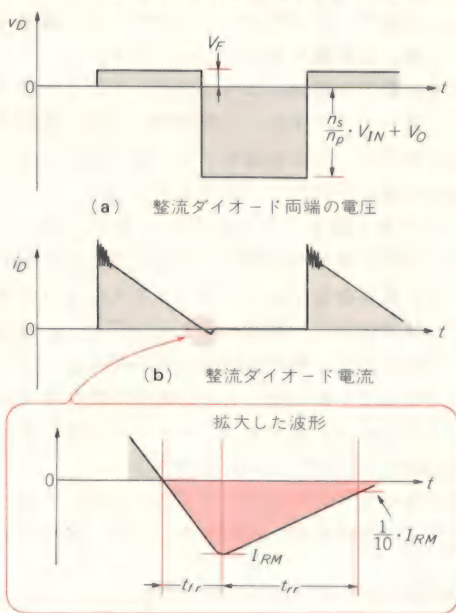
〈図 C〉 トランスのショート・リング



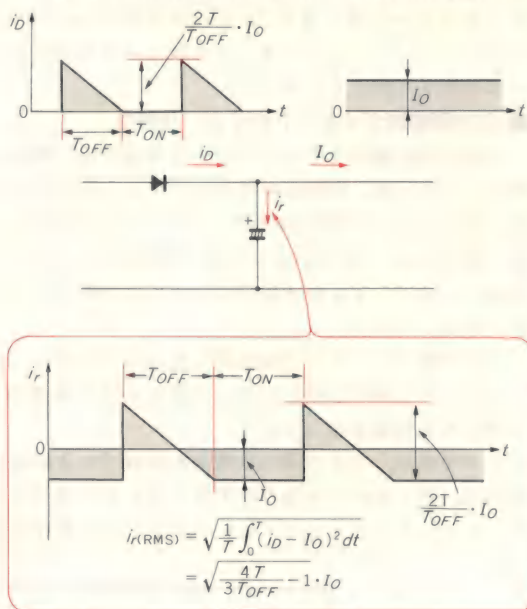
〈図 D〉 トランスのファラデ・シールド



〈図9〉 ダイオードの逆回復時の電流波形



〈図10〉 2次側整流回路のコンデンサのリプル電流



逆方向の電流を流し続けます。この期間が**逆回復時間** t_{rr} (リバース・リカバリ・タイム) で示された部分です。カタログに載っている t_{rr} の値は t_{fr} も含めた値となっていて、 t_{fr} との区別がされていません。

t_{rr} の期間に流れる電流はコンデンサが充電される電流と異なり、**実際にダイオード内でパワー・ロスとなります**。商用電源の 50 Hz や 60 Hz では問題にならないパワー・ロスでも、20 kHz 以上という周波数では無視できない値となります。

そこで、 t_{rr} の期間を短くした **ファースト・リカバリ** (Fast Recovery) タイプのダイオードを使いロスを抑えますが、 t_{rr} を短くすると、 t_{rr} 期間の di/dt が大きくなり、ノイズも大きくなります。そこで、ファースト・リカバリであり、かつ di/dt の小さいものが作られるようになりました。このような目的にあったダイオードが **ソフト・リカバリ・タイプ** と呼ばれているものです。

ショットキ・バリア・ダイオードには PN 接合がなく、少数キャリア蓄積効果による t_{rr} は基本的には存在しません (別の理由によるリカバリ・タイムは小さい値だが存在する)。したがって、スイッチング・レギュレータの 2 次側整流ダイオードとしてはもっとも適しているのですが、耐圧の大きなものを作るのが難しいとされています。

現在シリコン半導体を使ったショットキ・バリア・ダイオードでは 180 V の耐圧のものが、また、化合物半導体を使ったショットキ・バリア・ダイオードでは 300

V 以上の耐圧のものがそれぞれ発売されています。

● 2 次側平滑コンデンサのリプル電流

ダイオードの整流電流と出力電流およびコンデンサの充放電電流の波形を図 10 に示しました。充放電電流の実効値 $i_{r(RMS)}$ は次のように求められます。

$$i_{r(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_D - I_O)^2 dt} \\ = \sqrt{\frac{\int_0^T i_D^2 dt + I_O^2 \int_0^T dt - 2I_O \int_0^T i_D dt}{T}} \dots\dots\dots(49)$$

ルート内の第 1 項は整流電流の実効値の 2 乗、第 3 項は整流電流の平均値 I_O ですから、

$$i_{r(RMS)} = \sqrt{\frac{4T}{3T_{OFF}} - 1} \cdot I_O \dots\dots\dots(50)$$

と求めます。

第 5 章図 1 の回路では、 $i_{r(RMS)}$ は AC 入力がか最も小的时候、すなわち T/T_{OFF} が 2 のときに最大となり、その値は $\sqrt{8/3-1} \times 3 = 3.9 \text{ A}$ となります。このリプル電流を満足するコンデンサ容量を許容リプル電流周波数換算係数も考慮して、表 1 から求めます。

リプル容量の余裕については、AC 整流平滑コンデンサの容量の決定と同様、使用環境や寿命に応じて決めてください。

◆引用文献◆

- (1) 新電元工業㈱, S1VBA40, S.I.P.ブリッジシリーズ, カタログ No.J438-1,
- (2) マルコン電子㈱, アルミ電解コンデンサ, カタログ No. 1001J, 1989.12.

絶縁トランスの設計と製作をマスタしよう

ワイド入力型 RCC 方式 SW レギュレータ
の設計と製作

リニア・レギュレータに対してスイッチング・レギュレータは入力電圧が高くなってもそれほど効率は落ちません。そこで AC 85~270 V の入力電圧に対して定電圧出力が効率よく得られる RCC 方式のスイッチング・レギュレータを製作します。この章ではトランスの設計について比較的詳しく解説しています。

リングング・チョーク・コンバータ (RCC, 別名自励式フライバック・コンバータ) 方式のスイッチング・レギュレータは、スイッチング・パワー・トランジスタが発振を行うための素子を兼ねているため、回路が最も簡単な電源のひとつです。この電源は使用目的がはっきりしている場合には、生産性やコスト面で有利な点を十分に引き出すことができます。

そこで、現在では 2 W 程度の小出力から 200 W 近い中出力まで、幅広くこの RCC 方式が実際に使用されています。

ところで RCC 方式の重要な部品のひとつにトランスがあります。これは電源の設計にあたって、出力電圧や出力電流はもちろんのこと、発振(スイッチング)周波数、デューティ比、効率などの特性を決める大きな要素となっています。そして、このトランスの設計・製作にあたっては飽和電流やリーケージ・インダクタンスなどの電気的特性だけでなく、安全規格もクリアしていなければなりません。

そこで RCC 方式に使われるトランスについて、どのような方法でコアのサイズやギャップを決定したらよいのか、またコイルの巻線比や線径の決め方などを、実際に設計・製作しながら紹介することにします。

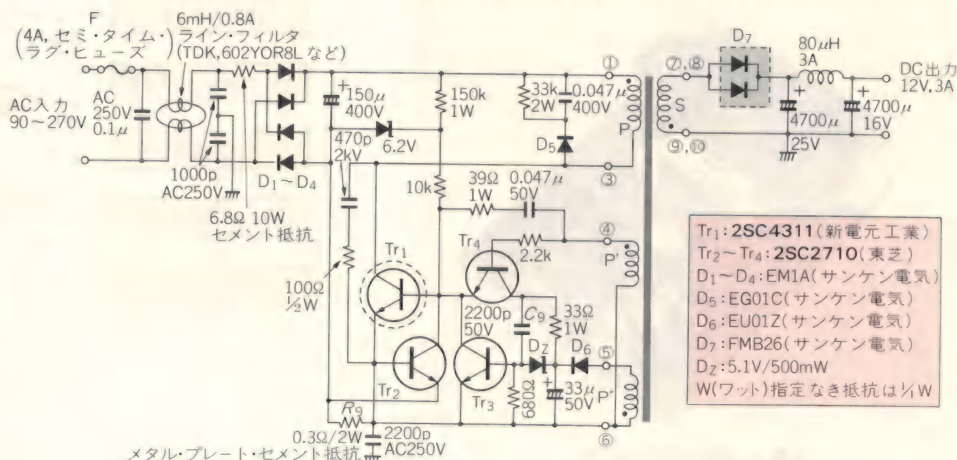
ここでは、多少電磁気学的な理論も取り入れて、基礎からの説明を試みました。

また、トランスの安全規格や前章と同様に実際にコイルを巻くときのテクニックを説明します。そして製作したトランスと回路について測定し、その結果を設計時に求めた計算値と比較してみました。

実験回路と製作フロー

製作した電源は、AC 入力電圧を 90~270 V とワイドにとり、DC 出力電圧を 12 V、出力電流範囲を 0.5~3.0 A としました。AC 入力をワイドにとったのは、計算値と実測値をより詳しく比較するためです。そのために回路としては、図 1 のような比較的ワイ

〈図 1〉
実験に用いた RCC
方式スイッチング・
レギュレータ回路



ド化が容易な定電流ベース・ドライブ回路を用いました。

製作した基板を写真1に示します。

次に、これから後の説明の理解に役立つ簡単な説明を行います。

● 実験回路について

図1の回路において、自励発振は Tr_1 とトランスの1次巻線Pと帰還巻線P'によって行われます。もうひとつの巻線P''は電圧検出巻線と呼ばれ、この巻線の電圧が一定となるように Tr_1 のON期間が制御されます。

2次巻線Sによって出力側に取り出される電圧はP'とSの巻数比に比例するため、出力電圧も間接的に一定となります。このP'によって得られる定電圧を利用して、 Tr_1 のベース電流の直流成分を得ようとするのがこの回路の動作目的です。

まず Tr_1 とそのベースに接続されている抵抗 $2.2\text{ k}\Omega$ 、およびコレクタに接続されている抵抗 $33\text{ }\Omega$ が定電流ドライブ回路を構成します。また Tr_3 はツェナ・ダイオードDzとともに前述の電圧検出回路を構成しています。 Tr_2 は Tr_1 の過電流保護用です。

● トランスの設計のポイント

トランスの設計はかなり経験に頼る面があります。その理由は、巻数とコア断面積とギャップがすべて一元的には求まらないからです。したがって、それら三つのうちひとつを仮に決めて計算を進め、不具合があったらフィードバックして修正するという手法が必要になります。経験が豊かな人ほどフィードバックの回数が少なくてすむわけですが、経験のない人でもこれから説明するような方法でフィードバックをかけてチェックをしながら進めれば、能率よく設計ができます。

具体的な説明を設計時の手順に合わせて進められるように、なるべく図2の順にしたがって行います。



〈写真1〉 実験に使用したボード

発振のメカニズムと発振周波数

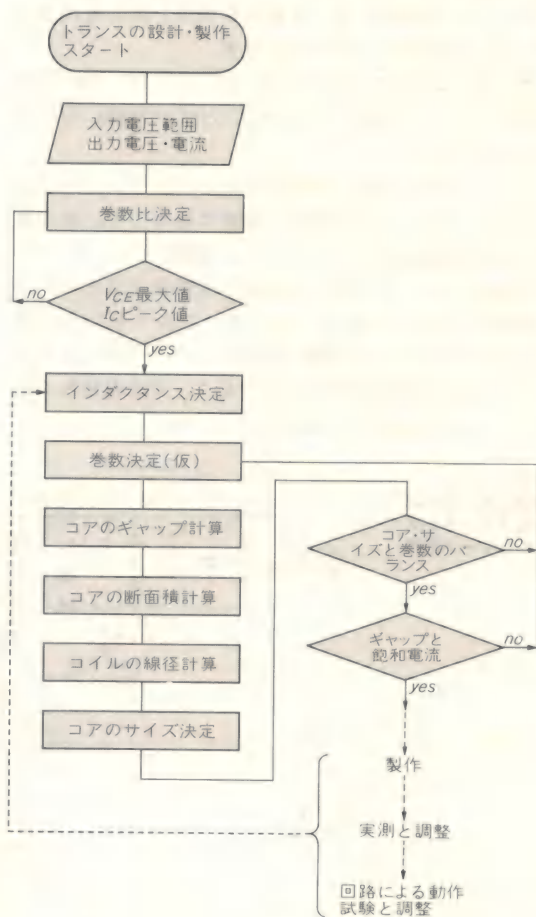
● RCC方式の発振の原理

RCCの発振周波数は入力電圧と出力電流の変動によってかなり変化しますが、その変化の幅は巻数比を適当に選ぶことによりかなり抑えることができます。この点を理解しておくくと便利です。RCCの発振周波数から説明します。

図3はブロッキング・オシレータを利用したRCC方式の原理図で、図1の自励発振部のみを取り出した回路です。 Tr_1 、P、P'はそれぞれ図1の Tr_1 、P、P'に対応しています。

図3において、起動抵抗 R_1 により Tr_1 にバイアス電流が流れ、1次巻線Pにも電流が流れ始めると、帰還巻線P'にはドット・マーク側を正とする電圧が発生して Tr_1 をさらに深くバイアスし、ON状態にします。このとき、Pには入力電圧 V_{IN} がかかり、Pのインダクタンス L_P とコレクタ電流 i_c との間には(1)式の関係

〈図2〉 RCC方式スイッチング・レギュレータ用トランスの設計フロー



が成立します。

2次巻線Sにもドット・マーク側を正とする電圧が発生しますがダイオードD₁によってブロックされているため、Sによる影響は無視できます。P'によるベース電流も小さいので無視できます。

$$V_{IN} = L_P \cdot \frac{di_C}{dt} \dots\dots\dots(1)$$

この式は初期条件 $i_C = 0$ ($t = 0$ のとき) を考慮すると、次のように表されます。

$$i_C = \frac{V_{IN}}{L_P} \cdot t \dots\dots\dots(2)$$

ここで i_C は図4に示すように直線的に増加しますが、それにとまって Tr₁ の飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ は図5に示すように $i_C = h_{FE} \cdot i_B$ の点で急に大きくなり、Pにかかる電圧は小さくなります。また同時に、P'に発生する電圧も小さくなります。そのため、Tr₁ はベース電流が減って v_{CE} が加速的に大きくなり、飽和領域から能動領域を経て OFF 状態にいたります。

Tr₁ の ON 期間を T_{ON} とすると、Tr₁ のコレクタ電流のピーク値 i_{CP} は次のように表されます。

$$i_{CP} = \frac{V_{IN}}{L_P} \cdot T_{ON} \dots\dots\dots(3)$$

この電流によってトランス・コアに蓄積されるエネルギー e_L は、(2)、(3)式より次のように表されます。

$$e_L = \frac{1}{2} L_P \cdot i_{CP}^2 = \frac{(V_{IN} \cdot T_{ON})^2}{2L_P} \dots\dots\dots(4)$$

トランス・コアに蓄積されたエネルギーはコア内の磁束を減少させる方向で、磁束の変化率が負となって放出されるため、各巻線にはドット・マーク側を負とする電圧が発生します。Pに発生する電圧は、Tr₁ が OFF 状態に移る直前から完全に OFF 状態にいたるまでのフォール・タイム t_f の期間だけ電流として流れて、スイッチング・ロスの原因となりますが、その他の期間は流れません。P'に発生する電圧は Tr₁ を逆バイアスし OFF 状態を保持します。

このとき、Sに発生する電圧は図3に示した D₁ を導通します。したがって、トランス・コアのエネルギーは主に S を通じて負荷に供給されます。出力電圧を V_O 、D₁ に流れる電流を i_D 、また S のインダクタンス

を L_S とすると、それらの間には次の関係があります。

$$V_O = -L_S \cdot \frac{di_D}{dt} \dots\dots\dots(5)$$

この式の解は初期条件 $i_D = i_{DP}$ ($t = 0$ のとき) として、次のように表されます。

$$i_D = i_{DP} - \frac{V_O}{L_S} \cdot t \dots\dots\dots(6)$$

i_D は図6に示すように直線的に減少します。

トランス・コアのエネルギーの放出が完了して i_D がゼロになるまでの期間、すなわち Tr₁ の OFF 期間を T_{OFF} とすると、 i_{DP} は次のように表されます。

$$i_{DP} = \frac{V_O}{L_S} \cdot T_{OFF} \dots\dots\dots(7)$$

また、この S によって2次側に供給されるエネルギー e_L' は次式で表されます。

$$e_L' = \frac{1}{2} L_S \cdot i_{DP}^2 = \frac{(V_O \cdot T_{OFF})^2}{2L_S} \dots\dots\dots(8)$$

ここで Tr₁ のフォール・タイム t_f によるロスやトランスのリーケージ・インダクタンスによるロスなどを無視すると、(4)式と(8)式は互いに等しいので次の関係が成立します。

$$\frac{T_{OFF}^2}{T_{ON}^2} = \frac{L_S}{L_P} \cdot \frac{V_{IN}^2}{V_O^2} \dots\dots\dots(9)$$

インダクタンスは巻数の二乗に比例しますから、巻数をおのおの n_P と n_S とすると次のように表せます。

$$\frac{T_{OFF}}{T_{ON}} = \frac{n_S}{n_P} \cdot \frac{V_{IN}}{V_O} \dots\dots\dots(10)$$

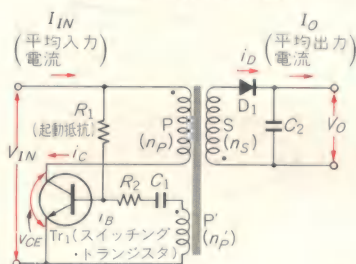
これを変形すると V_O は次のように表せます。

$$V_O = \frac{n_S}{n_P} \cdot V_{IN} \cdot \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} \dots\dots\dots(11)$$

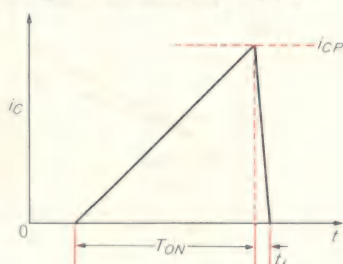
すなわち、出力電圧 V_O は T_{ON} と T_{OFF} の比を制御することにより、一定に保つことができることがわかります。さらに T_{ON} について考えてみると、(3)式と $i_{CP} = h_{FE} \cdot i_B$ の関係から T_{ON} が i_B に比例することもわかります。

図3は原理図ですので i_B を制御する回路をもっていますが、実際には図1の Tr₃ とツェナ・ダイオード D₂ が i_B を制御して T_{ON} を変化させ、定電圧出力が得られます。すなわち図1において、出力電圧が上

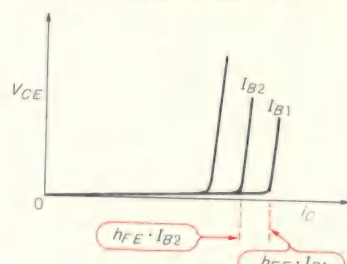
〈図3〉 RCC 方式の原理図



〈図4〉 Tr₁ のコレクタ電流 i_C の波形



〈図5〉 Tr₁ の i_C と v_{CE} の関係



昇しようとする、 D_2 を通じて Tr_3 のベース電流が増加します。すると Tr_3 のコレクタ-エミッタ間インピーダンスが下がり、 Tr_1 に流れるベース電流を引き込んで i_B を小さくして T_{ON} を小さくし、上昇しようとする電圧を下げる方向に働くわけです。

トランス・コアのエネルギーが2次側に放出された直後に、帰還巻線 P' に発生するパルスのバック・スイングで Tr_1 は再び ON 状態となり、**連続的な発振が維持**されます。

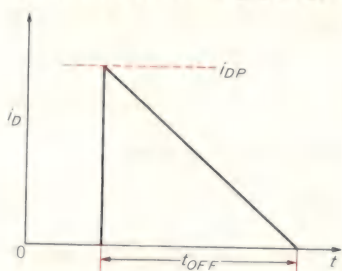
発振の状態を Tr_1 のコレクタ電流 i_C 、コレクタ-エミッタ間電圧 v_{CE} と D_1 に流れる電流 i_D を、共通の時間軸に描くと図7のように表せます。この図中の $t_1 \sim t_2$ の期間が定常入力で定常出力時の波形とすると、 $t_3 \sim t_4$ の期間は定常入力で出力電力が下がった場合、 $t_5 \sim t_6$ の期間は定常出力で入力電圧が上がった場合の波形を示しています。

● 発振周波数

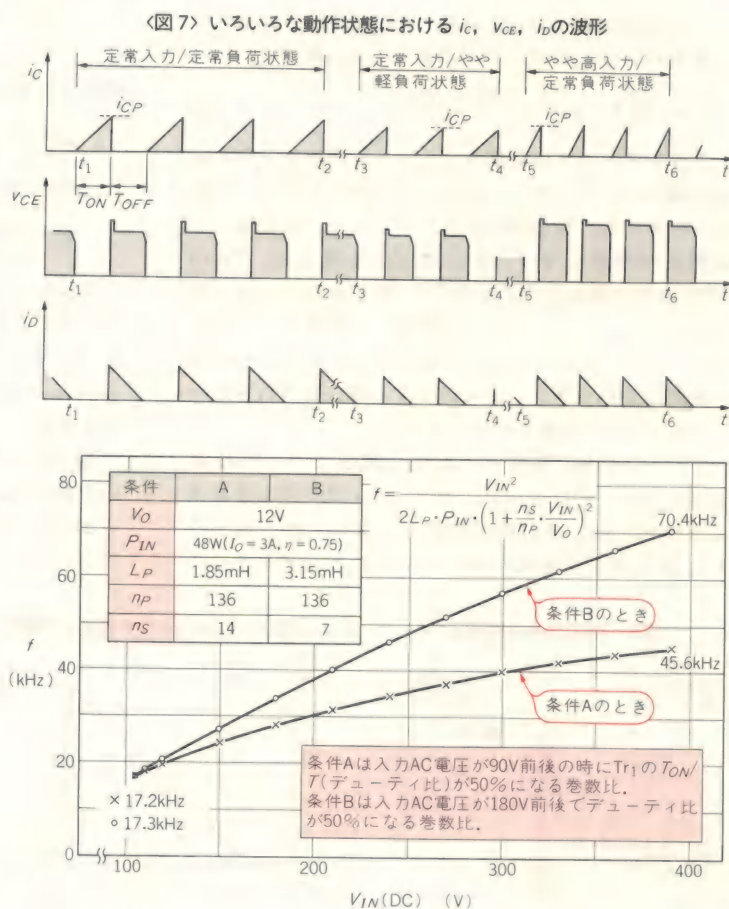
発振の周期 $T_{ON} + T_{OFF}$ を $T = 1/f$ とおけば、入力電力 P_{IN} を用いて次のように求めることができます。

$$P_{IN} = e_L \cdot f = \frac{(V_{IN} \cdot T_{ON})^2}{2L_P} \cdot \frac{1}{T} \quad \dots\dots\dots(12)$$

〈図6〉 2次側ダイオード電流 i_D の波形



〈図8〉
DC入力電圧 V_{IN} に対する
発振周波数 f の計算値の
例



(10)式を次のように変形し、

$$\frac{T}{T_{ON}} = 1 + \frac{T_{OFF}}{T_{ON}} = 1 + \frac{n_S}{n_P} \cdot \frac{V_{IN}}{V_O} \quad \dots\dots\dots(13)$$

(12)式に(13)式の T_{ON} を代入すると、

$$P_{IN} = \frac{V_{IN}^2}{2L_P} \cdot \frac{T}{\left(1 + \frac{n_S}{n_P} \cdot \frac{V_{IN}}{V_O}\right)^2} \quad \dots\dots\dots(14)$$

よって、

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2L_P \cdot P_{IN}} \times \frac{V_{IN}^2}{\left(1 + \frac{n_S}{n_P} \cdot \frac{V_{IN}}{V_O}\right)^2} \quad \dots\dots\dots(15)$$

(15)式によれば、発振周波数 f は入力電圧 V_{IN} および入力電力 P_{IN} によって変化することがわかります。 f は P_{IN} に対して反比例に変化しますが、 V_{IN} に対して n_P と n_S の比を適当に選ぶことにより、変化の幅を抑えられることがわかります。

図8 は n_P と n_S の比が異なる場合の f の V_{IN} に対する変化をプロットしたものです。

トランスの巻数比とインダクタンス

● 巻数比の決め方とスイッチング・トランジスタ

図8のグラフから n_s/n_p を大きくしたほうが V_{IN} の変動に対する発振周波数 f の変化が小さくなりますが、 Tr_1 のコレクタ・ピーク電流が大きくなり、 $V_{CE(sat)}$ によるサチュレーション・ロスが増えます。

逆に n_s/n_p を小さくすると Tr_1 のコレクタ・ピーク電流は小さくなりますが、コレクタ・エミッタ間ピーク電圧が大きくなりトランジスタに与えるストレスが大きくなります。

今回の例は出力パワーが比較的小さいのでトランジスタの選択に困ることはありませんが、出力パワーが大きくなると、コレクタ・ピーク電流を左右する n_s/n_p が重要なファクタになります。

図8の条件AとBでは、Aの場合コレクタ・ピーク電流が大きくなりますが、周波数変動は小さくなります。また、のちほど説明するコレクタ・エミッタ間サージ電圧も小さくなるメリットがあります。

そこで今回はAの条件を使いました。

条件Aは $n_p=136$ 回、 $n_s=14$ 回です。ここで n_p を136回とした理由は、与えられた条件のもとでおおよそ見当のつく1次巻線の線径とコア・ボビンの巻幅により、巻幅いっぱい密着巻きで巻ききれ巻数を得て、その巻数の整数倍の値としました。

巻ききれ巻数の最小値は34回ですが、それではなぜ34回や64回または102回巻きを選ばなかったかという点、1次巻線の磁気飽和電流をなるべく大きくしたいからです。その理由は順次説明の中で行います。

n_s/n_p が大きいとコレクタ・エミッタ間サージ電圧も下がりますので、 V_{CEO} を小さくする代わりに h_{FE} のリニアリティを改善したRCC専用のトランジスタもあります。

● スwitching・トランジスタ Tr_1 の定格の確認

巻数比が決定した段階で、次の2点を確認する必要があります。

▶ コレクタ・エミッタ間にかかる電圧

Tr_1 がOFFの期間にPに発生する電圧と入力電圧の合計の電圧を v_{CE} とすると、 v_{CE} は次の式で表せます。

〈表1〉スイッチング・レギュレータ用トランジスタの例

品名 (メーカー)	V_{CEO}	I_C	パッケージ
2SC3153(三洋電機)	800V	6A	TO3P
2SC3551(富士電機)	800V	5A	TO3P
2SC3679(サンケン電気)	800V	5A	TO3P
2SC3783(東芝)	800V	5A	TO3P
2SC3981(松下電子工業)	800V	5A	TO3P*
2SC4311(新電元工業)	800V	6A	TO220*

*絶縁タイプ

$$v_{CE} = V_{IN} + \frac{n_p}{n_s} \cdot V_o \dots\dots\dots(16)$$

電源のAC入力条件は90~270Vですが、AC300Vの瞬時入力を考慮して v_{CE} を求めると次のような値となります。

$$v_{CE} = 300 \times \sqrt{2} + \frac{136}{14} \times 12 \approx 541 \text{ (V)} \dots\dots\dots(17)$$

(16)式の右辺の V_o は実際には12Vではなく、図3に示した D_1 と巻線抵抗のドロップ分や軽負荷時の電圧上昇分、OFF瞬間のトランジェント・サージ分を考慮する必要があります。このため V_{CEO} には十分なマージンをとる必要があります。

一般的にAC入力220V用のスイッチング・トランジスタの多くは V_{CEO} が800Vですので、このようなトランジスタを選べば十分です。また前述のように、 V_{CEO} を下げてその代わりに h_{FE} を改善したトランジスタもありますので条件によっては使用することができます。

▶ コレクタ・ピーク電流

コレクタ・ピーク電流 i_{CP} は入力平均電流 I_{IN} を用いると、

$$i_{CP} = \frac{2T}{T_{ON}} \cdot I_{IN} \dots\dots\dots(18)$$

となりますので、入力電力 P_{IN} を用いて次のように表せます。

$$\begin{aligned} i_{CP} &= \frac{2T}{T_{ON}} \cdot \frac{P_{IN}}{V_{IN}} \\ &= 2 \left(1 + \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{V_{IN}}{V_o} \right) \cdot \frac{P_{IN}}{V_{IN}} \dots\dots\dots(19) \end{aligned}$$

V_o が12Vの場合の効率は直流電源の入力に対して約75%ですので、 P_{IN} は $12 \times 3 \div 0.75 = 48 \text{ (W)}$ と仮定できます。

また i_{CP} は(19)式より V_{IN} が最小のとき最大となりますので、AC90Vのときの整流平滑後のリップル下限値を105Vと仮定して代入します。

$$i_{CP} = 2 \times \left(1 + \frac{14}{136} \times \frac{105}{12} \right) \times \frac{48}{105} \approx 1.7 \text{ (A)} \dots\dots\dots(20)$$

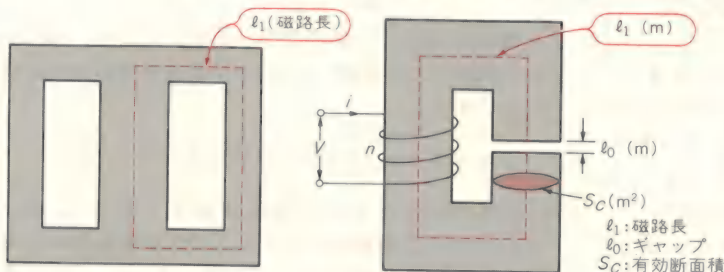
したがって、コレクタ電流が1.7Aにおいても h_{FE} が極端に低下しないようなトランジスタを選ぶ必要があります。

このようなトランジスタとしては表1のようなものがあります。これらの中で新電元工業の2SC4311はパッケージがTO220の絶縁タイプですが、ほかのTO3Pと同じレベルの電流が得られることから、実験ではこのトランジスタを使いました。

● 帰還巻線P'と電圧検出巻線P"

帰還巻線P'の巻数は、 V_{IN} が最小のときでもベース・ドライブ電圧として約5V程度が得られるように決めます。今回の場合は6回としました。

〈図9〉 EI 型, EE 型, EER 型コアのモデル



(a) 横から見たコアの形と磁路長

(b) 計算に用いるパラメータ

電圧検出巻線 P' の巻数は、検出する電圧と出力電圧の比に 2 次巻数を乗じて得ますが、今回は検出回路に 5.1V のツェナ・ダイオードを使用するので 6 回としました。

● 1 次巻線 P のインダクタンス

(15) 式を L_P について求めると、次のようになります。

$$L_P = \frac{V_{IN}^2}{2f \cdot P_{IN} \cdot \left(1 + \frac{n_S}{n_P} \cdot \frac{V_{IN}}{V_O}\right)^2} \dots\dots\dots (21)$$

図 8 から V_{IN} が小さいほど f は低くなるのがわかります。 f が 15 kHz 以下になると、トランス・コイルの振動による音波が可聴領域に入ります。余裕をみて、AC 入力 90 V のときの整流平滑後の下限値である 105 V のときの f を、20 kHz になるように L_P を選びます。

$$L_P = \frac{105^2}{2 \times 20 \times 48 \times \left(1 + \frac{14}{136} \times \frac{105}{12}\right)^2} \approx 1.59 \times 10^{-3} \text{ (H)} \dots\dots\dots (22)$$

これで一応 L_P が求められたわけですが、(15) 式、(21) 式のいずれも Tr_1 の $V_{CE(sat)}$ や t_f による影響と D_1 の順方向電圧 V_F による影響を無視しているため、回路を組んで試験したのちに再度適正値に補正する必要があります。今回は実際のインダクタンスを 1.85×10^{-3} (H) に決めました。

トランス・コアと巻線の決定

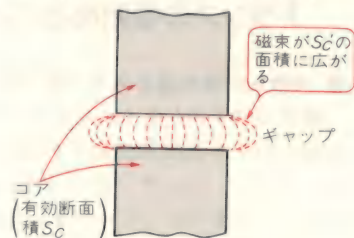
● コア・サイズの選び方

EI 型, EE 型, EER 型のコアを横からみた形は図 9 (a) のようになりますが、インダクタンスと飽和電流を求めるためのモデルとして、図 9 (b) の形のコアを用いても同じです。図 9 (b) において、コアの断面積(有効断面積)を S_C (m²)、磁路長を l_1 (m)、ギャップを l_0 (m)、コアの比透磁率を μ_1 、真空透磁率を μ_0 (H/m) とおきます。

そしてアンペールの周回積分の法則、

$$\int_C H dx = n \cdot i \dots\dots\dots (22)$$

〈図10〉 ギャップにおける磁束



H : 磁界 (A/m)

n : コイルの巻数

i : コイルの電流 (A)

を図 9 (b) のモデル・コアに適用します。するとコア内の磁界を H_1 (A/m)、ギャップにおける磁界を H_0 (A/m) として次のように表せます。

$$\int_0^{l_1} H_1 dx + \int_0^{l_0} H_0 dx = n \cdot i \dots\dots\dots (23)$$

H_1 と H_0 は一定と考えられますから、

$$H_1 \cdot l_1 + H_0 \cdot l_0 = n \cdot i \dots\dots\dots (24)$$

となります。

コア内の磁束密度を B_1 (T, テスラ)、ギャップの磁束密度を B_0 (T) とおくと、磁束 Φ (W, ウェーバ) はそれぞれ $B_1 \cdot S_C$ 、 $B_0 \cdot S_C'$ と表せます。

ギャップにおいては、磁束は図 10 のように広がりをみせますので、 S_C' は S_C より大きな値に補正すべきですが、 l_0 が小さい場合は $S_C' \approx S_C$ として近似計算が可能です。

そこで、 $\Phi = B_1 \cdot S_C = B_0 \cdot S_C' \approx B_0 \cdot S_C$ 、すなわち $B_1 \approx B_0$ となります。このことから、(24) 式は次のように展開できます。

$$H_1 = \frac{B_1}{\mu_1 \cdot \mu_0}, H_0 = \frac{B_0}{\mu_0} \approx \frac{B_1}{\mu_0} \dots\dots\dots (25)$$

より、

$$\frac{B_1}{\mu_1 \cdot \mu_0} \cdot l_1 + \frac{B_1}{\mu_0} \cdot l_0 = n \cdot i \dots\dots\dots (26)$$

これを i について解くと、

$$i = \frac{B_1}{n \cdot \mu_0} \cdot \left(\frac{l_1}{\mu_1} + l_0\right) \dots\dots\dots (27)$$

(27) 式よりコイルの飽和電流 $i_{(sat)}$ はコアの飽和磁束密度 $B_{(sat)}$ を使って次のように表せます。

$$i_{(sat)} = \frac{B_{(sat)}}{n \cdot \mu_0} \cdot \left(\frac{l_1}{\mu_1} + l_0\right) \dots\dots\dots (28)$$

表 2 に各社のコアの材質をサンプリングして調べた $B_{(sat)}$ を示します。 $B_{(sat)}$ は温度によってかなり左右されますから、実際には 100~120 °C の $B_{(sat)}$ のデータを調べ、設計する必要があります。

前出のコレクタ・ピーク電流 i_{CP} が 1.7 A ですから、

<表 2>
 RCC 方式スイッチング・レギュレータ
 に使用されるコア材質

メーカー	品 番	飽和磁束密度 [B _{sat}]			比透磁率	
		(mT)	温度 (℃)	磁界 (A/m)		測定条件
TDK	PC30	510	25	1592	3200 (min)	25kHz/200mT
		390	100	1592	3200 (min)	
	PC40	510	25	1592	3000 (min)	
		390	100	1592	3000 (min)	
トーキン	2500B	490	—	1200	2500±20 %	初期透磁率
	3100B	490	—	1200	3100±20 %	
日本フェライト	SB5S	480	—	—	3000	
	SB7H	490	—	—	3200	
FDK	H63	520	23	—	2500±20 %	
三和 (韓国)	PL3	500	20	1200	2400±25 %	
		380	100	1200	2400±25 %	

コア・メーカー各社のカタログ・データより

余裕を見て $i_{\text{sat}}=2.0\text{ A}$ を満足する条件を(28)式から求めてみます。今回使用したコアの材質 PC30 (旧 H_{7C1}) の 100℃ における B_{sat} は 390 mT ですが、約 80 % のマージンを見ることにして 310mT とすると、

$$\frac{B_{\text{sat}}}{n \cdot \mu_0} \cdot \left(\frac{l}{\mu_1} + l_0 \right) \geq 2.0 \quad \cdots (29)$$

となる必要がありますが、

$$\frac{B_{\text{sat}}}{n \cdot \mu_0} \cdot l_0 \geq 2.0 \quad \cdots (30)$$

を満足する条件を求めておけば十分といえます。

真空透磁率 $\mu_0=4\pi\times10^{-7}\text{ (A/m)}$ より、 l_0 は次のように求められます。

$$\begin{aligned} l_0 &\geq 2 \cdot \frac{n \cdot \mu_0}{B_{\text{sat}}} = 2 \times \frac{136 \times 4\pi \times 10^{-7}}{310 \times 10^{-3}} \\ &\approx 1.1 \times 10^{-3} \text{ (m)} \quad \cdots (31) \end{aligned}$$

ギャップが $1.1 \times 10^{-3} \text{ (m)}$ 以上でも、必要なインダクタンスである 1.85 mH が得られるコアの断面積 S_c (m²) を計算するため、もうひとつファラデの電磁誘導の法則を使います。

$$\int E dx = - \frac{d}{dt} \int B \cdot n \cdot dS \quad \cdots (32)$$

これを図 9 (b) のモデル・コアに適用すると、式の左辺はコイルの起電力 (emf) であり、また右辺の積分は**磁束鎖交数**ですから次のように表せます。

$$V = - \frac{d}{dt} (n \cdot B_1 \cdot S) = - n \cdot S \cdot \frac{dB_1}{dt} \quad \cdots (33)$$

(27)式を使って電流の微分方程式に直します。

$$V = - \frac{\mu_0 \cdot n^2 \cdot S}{\left(\frac{l}{\mu_1} + l_0 \right)} \cdot \frac{di}{dt} = - L \frac{di}{dt} \quad \cdots (34)$$

したがってインダクタンス L (H) は次のように表すことができます。

$$L = \frac{\mu_0 \cdot n^2 \cdot S}{\left(\frac{l}{\mu_1} + l_0 \right)} \text{ (H)} \quad \cdots (35)$$

この式からコアの断面積 S_c (m²) は次のように表せます。

$$S_c = \frac{L}{\mu_0 \cdot n^2} \cdot \left(\frac{l}{\mu_1} + l_0 \right) \text{ (m}^2\text{)} \quad \cdots (36)$$

自分が使おうとしているコアがすでに決まっている場合は、断面積が十分であるかどうかを、(36)式に磁路長などのデータを入れて確認できますが、**コア・サイズがまったくわからないときは、 $l/\mu_1 \ll l_0$ と仮定して $S_{c(m^2)}$ を求めます。**

コアの材質が PC30 の場合、比透磁率が 3200 (min) なので断面積は次のように求められます。

$l/\mu_1 \ll l_0$ と仮定して：

$$\begin{aligned} S_c &= \frac{L \cdot l_0}{n^2 \cdot \mu_0} = \frac{1.85 \times 10^{-3} \times 1.1 \times 10^{-3}}{136^2 \times 4\pi \times 10^{-7}} \\ &\approx 88 \times 10^{-6} \text{ (m}^2\text{)} \quad \cdots (37) \end{aligned}$$

計算値の断面積を満足するコアとしては EI30 (111 mm²)、EE30 (109 mm²)、EER35 (107 mm²) などあげることができます。

今回は巻数を 136 回とした前提でスタートしましたが、巻数を 136 回以下にしたい場合はギャップを小さくし、断面積の大きいコアを使います。また逆に、断面積の小さいコアを使いたい場合は、ギャップと巻数の両方を増せば良いことがわかります。

いずれの場合も(29)式または(30)式と(36)式で確認できます。ただし、 $S_c' \approx S_c$ の条件で近似計算していますので、 l_0 が大きくなると誤差が大きくなり注意が必要です。

● コイルの線径

RCC 方式の場合は負荷が重くなるに従い周波数が低くなります。一方、1 次巻線の電流が最大になるときの周波数は 20 k~40 kHz ですので、高周波電流による**表皮効果ロス**はそれほど気にする必要はありません。

しかし、線径を決めるには巻線の抵抗成分によるロスを考慮する必要があります。このロスは、電流の実効値から求めることができます。

電流は1次側2次側ともにのこぎり波ですので、式により実効値 $I_{(RMS)}$ はそれぞれ次式で与えられます。すなわち1次側は、

$$I_P (RMS) = \sqrt{\frac{T_{ON}}{3T}} \cdot I_{CP} = \sqrt{\frac{4T}{3T_{ON}}} \cdot I_{IN} \dots\dots\dots(38)$$

2次側は、

$$I_S (RMS) = \sqrt{\frac{T_{OFF}}{3T}} \cdot I_{DP} = \sqrt{\frac{4T}{3T_{OFF}}} \cdot I_O \dots\dots\dots(39)$$

となります。デューティ比 T_{ON}/T が入力電圧に反比例することから、上のいずれの式の値も入力電圧が最低のときに最大となります。

AC90 V 入力時の整流平滑後の平均電圧を 115 V とすると、(10)式または(13)式および(19)式を用いて次の値が得られます。

$$1 \text{ 次巻線: } I_P (RMS) = 0.68 (A) \dots\dots\dots(40)$$

$$2 \text{ 次巻線: } I_S (RMS) = 4.9 (A) \dots\dots\dots(41)$$

巻線の抵抗によるパワー・ロスで、トランス中心部がどのくらい温度上昇するのかを実際に熱電対を中心部に付けることにより測定することができます。しかし、今回は測定せず経験的な数値によりおおよそ次の式で線径を求めました。

$$D = \sqrt{\frac{I (RMS)}{\pi}} (mm\phi) \dots\dots\dots(42)$$

この式より1次巻線 P の線径を 0.45 mm ϕ としました。2次巻線 S の線径は 1.3 mm ϕ となるのですが、太過ぎるため 0.7 mm ϕ × 3 本パラレルとしました。

また帰還巻線 P' と電圧検出巻線 P'' はともに電流が小さいので、0.2 mm ϕ としました。

トランスを作るテクニック

〈表 3〉 絶縁トランスに関する IEC950 の規格内容

項 目	IEC950 による規定の解釈
空間距離 1次-2次間	6.4 (6.0) mm (注) () 内の数値は正式な品質管理工程で製造されており、かつ 100 % の耐圧試験が実施されている場合に適用できる。
沿面距離 1次-2次間	上に同じ (シールされていると見なせるトランスの場合)
絶縁テープ 1次-2次間	(1) 1 枚の耐圧が強化絶縁の耐圧試験にパスするテープを 2 枚重ねとする。 または、 (2) 2 枚重ねの耐圧が強化絶縁の耐圧試験にパスするテープを 3 枚重ねとする。
絶縁耐圧 試験電圧	50 Hz または 60 Hz の交流 3000 V、またはそのピーク値に相当する直流を 1 分間印加して絶縁破壊を起こさないこと (注)。 (トランスとして完成した場合は、通常負荷でヒート・ランさせた後で行う)

(注) この数値は入力が AC220/240 V で出力が一般のスイッチング電源の範囲 (巻数比によっても異なるがおおよそ 200 V くらいまで) のものに適用できる。

● 安全規格

トランスの1次-2次間の絶縁耐圧などの安全規格は各国によって異なっています。日本では電気用品取締法、米国では UL 規格、ドイツでは VDE などと規定されています。

今回は AC 入力範囲を 90~270 V と広くとっているため、IEC (International Electrotechnical Commission) が定めている規格に基づくことにします。IEC については第 12 章で詳しく触れますが、事務機器に適用されてきた IEC380 と情報機器に適用されてきた IEC435 が、1990 年から 1991 年にかけて IEC950 (VDE0805 と同等) に統一されました。また日本を含め、各国が IEC950 を導入しつつあるためここでも IEC950 に従うことにしました。

表 1 は IEC950 の規格の絶縁トランスにかかわる項目を簡単にまとめたものですが、この規格に準じていれば、UL、VDE のどちらに対しても承認申請が可能です。

● 沿面距離

沿面距離は絶縁材料の表面に沿って測った距離のことです。これを1次側と2次側の間で 6 mm に保つためには、図 11 のようにボビンの上下におおの 3 mm と 6 mm のバリア・テープを巻く必要があります。

写真 2 (a) はボビンに最初のバリア・テープを巻いた状態を示しています。上側は沿面距離がバリア・テープ幅の往復分になりますが、下側はピンに巻き付けるための引き出し線があるので、片道で 6 mm 必要となります。ただし、この引き出し線に絶縁チューブをおおせることで、3 mm のバリア・テープで済むことも可能です。

● 絶縁テープ

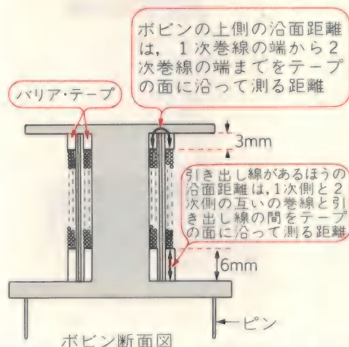
テープ・メーカーのカatalogにはテープ1枚当たりの耐電圧が記載されています。2枚重ねで AC3000 V に耐えるには、1枚当たり DC で約 2200 V 以上の耐電圧が必要です。今回は1枚当たり 3000 V のテープを使用しました [例: ニチバン(株)、ポリエステル・テープ No.573H-UL、テープ厚 50 μ m]。

このようなテープを3回巻くわけですが、巻く表面がでこぼこしていると一部分が伸びて耐圧不良をおこすこともあります。また引き出し線をピンにはんだ付けするときの熱による劣化にも注意が必要です。1次巻線 (P、P'、P'') どおしの間には、テープそのものの耐圧や巻数の規定はありませんが、動作絶縁 (第 12 章参照) を確保するため同じテープを1回巻きとしました。

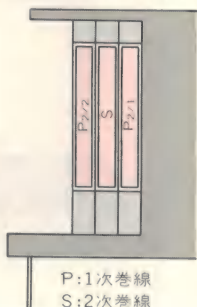
● サンドイッチ巻き

安全規格を守りながらリーケージ・インダクタンスを最小に抑えるために巻数の多い1次巻線 P を分割し、その間に2次巻線 S を入れます。その構造を図

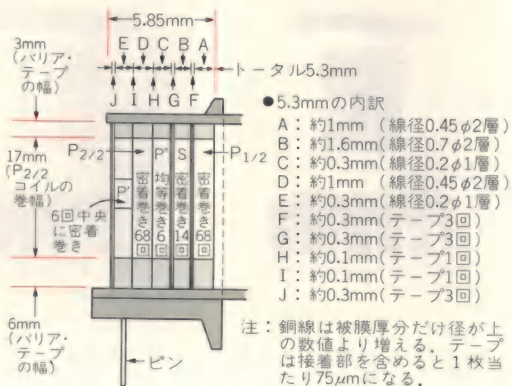
〈図 11〉 沿面距離の考え方



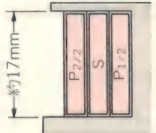
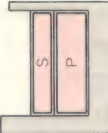
〈図 12〉 サンドイッチ巻きのようす



〈図 13〉 すべてのコイルを巻き終わったボビン



〈表 4〉 リークエッジ・インダクタンスの比較実験
(2次側 S をショートして測定)

	トランス A	トランス B
サンドイッチ	有	無
コアおよびボビン	EI33 および EI33 用ボビン (スペース・ギャップ: 0.6mm)	
断面図		
巻数	P _{1/2} : 58 回 (0.5mmφ) S: 14 回 (1.0mmφ) P _{2/2} : 56 回 (0.5mmφ)	P: 114 回 (0.5mmφ) S: 14 回 (1.0mmφ)
層間テープ	P _{1/2} と S の間: 25μm 厚 × 5 回 S と P _{2/2} の間: 25μm 厚 × 5 回	P と S の間: 25μm 厚 × 5 回
インダクタンス	P _{1/2} + P _{2/2} : 2.85mH S: 43.4μH	P: 2.85mH S: 43.4μH
リークエッジ・インダクタンス	24.4μH	63.6μH

12 に示します。

このようなサンドイッチ方式がどの程度リークエッジ・インダクタンスを改善するのか、ふたつのトランスを作って測定してみました。表 4 にその結果を示します。サンドイッチ巻きのトランス A のほうが、非サンドイッチ巻きのトランス B にくらべてリークエッジ・インダクタンスが約 1/3 に減少しているのがわかります。

● コイルの巻き方

以上述べてきた沿面距離、テープ厚、サンドイッチ巻きなどを考慮に入ると、トランスの窓(コイルを巻くことができる領域)に対する制約が出てきます。飽和電流の観点から選択されたコアの中でも適さないものが出てきます。

例えば EI30 はボビンの上下に 3mm と 6mm のバリア・テープを付けると、巻ける幅が 8mm しか残り

ません。この 8mm に 0.45mmφ の 1 次巻線を 136 回も巻くと 8 層になってしまい、いくらサンドイッチ巻きにしても、リークエッジ・インダクタンスが大きくなってしまいます。そこで今回は使用するコアとして EE30、または EER35 が適していることになります。今回は EER35 を使用することにしました。

EER35 用のボビンの巻き幅は、上下に 3mm と 6mm のバリア・テープを付けても 17mm 残ります。線径 0.45mmφ の場合、被膜厚を考慮しても 1 層に 34 回巻くことができます。また線径 0.7mmφ を 3 本パラレルにして巻く場合、被膜厚を考慮しても 1 層に 7 回巻くことができます。

そこで図 13 に示すように 136 回の 1 次巻数の半分の 68 回(P_{1/2})をボビンのもっとも内側に巻き(2 層)、その上に 2 次巻線の 14 回を 2 層で巻きます。2 次巻線の上に電圧検出巻線 P'(0.2mmφ)を 6 回均等に巻き、その上に 1 次巻線 P の残り半分の 68 回(P_{2/2})を 2 層で巻きます。帰還巻線 P'はいちばん外側に 6 回巻きます。

写真 2 (b)に 1 次巻線の半分の P_{1/2}巻線を巻いたところ、写真(c)にその上に絶縁テープを付けたところ、写真(d)にはその上に 2 次巻線 S を巻くために必要なバリア・テープを付けたところを示します。完成したトランスを写真 3 に示します。

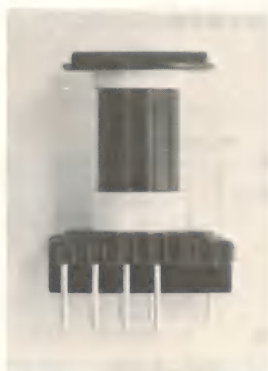
トランスの飽和電流の確認

ここでコアの具体的な形状などが決まりましたので、ギャップの値と飽和電流値を再度計算して確認しておきます。

● コア・ギャップの計算

トランス・コアのギャップ l_0 (m)は、コアの断面積 S_c を決めるための(36)式から求めることができます。(36)式を l_0 について変形し、各値を代入します。

$$l_0 = \frac{\mu_0 \cdot n_p^2 \cdot S_c}{L_p} - \frac{l_1}{\mu_1}$$



(a) ボビンにバリア・テープを付けたところ



(b) P 1/2 を巻いたところ



(c) P 1/2 の上に絶縁テープを巻いたところ



(d) 絶縁テープの上にバリア・テープを付けたところ

〈写真2〉 ボビンにコイルを巻くプロセス(P 1/2 の上に絶縁テープとバリア・テープを巻くところまで。ボビンは TDK の BEEC35-1112P)

トランスの製作に必要な材料と工具

■ コアとボビン(写真 A)

これらはペアで購入できますが、ボビンには**縦型**(コアが基板に対して立った状態になる)と**横型**(コアが基板に対して横になる)があるので指定する必要があります。試作に使う少量を購入する場合は、コア・メーカの代理店や秋葉原のラジオ・デパート[例えばアイコー電子(株) ☎ 03(3253)3409]などで求めることができます。

ボビンには縦型と横型があります。**基板上のスペースを抑えるには縦型が、また高さを抑えるには横型が**適しています。

■ ウレタン線(写真 B)

巻線用のウレタン線は、いろいろな太さのものがあります。これらのウレタン線は1 kg 単位でも、また20 m 単位でも購入できます。秋葉原ではラジオ・デパート前の小柳出電気商会(☎ 03(3253)9351)で計り売りも、メートル売りもしてくれます。

■ 絶縁テープとギャップ調整用ポリエステル・シート(写真 C)

テープ・メーカとシート・メーカは異なります。こ

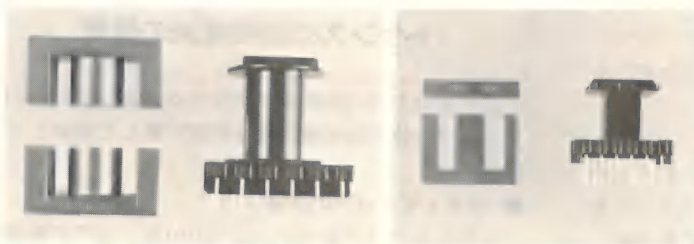
れらを少量ずつ購入する場合は、電気絶縁材を専門に扱っている協栄電気(株)(☎ 03(3434)8651)などに相談するのが早道です。

テープの幅はボビンの巻き幅に合ったものが必要ですが、30 mm あれば、RCC 用トランスのほとんどのサイズに合いますので、30 mm 幅のテープを用意しておき、使用するときはボビンのサイズに合わせてカットするのがよいでしょう。

また、テープには1次-2次コイルの層間用、1次どうしの層間用、バリア用、およびコア外周用の4種類が必要となりますが、1次どうしの層間用とコア外周用は共通可能です。

1次-2次コイルの層間用は**安全規格を満たす耐圧**をもつものを用います。耐圧3000 V のテープ厚50 μm (のり部分を含めて75 μm) のものを用意しておけばよいでしょう。具体的品名の例は写真に紹介しました。

シート材は、コアのギャップに用いるものですが、**0.2 mm、0.3 mm、0.5 mm の3種類**があると、0.2 mm ~ 0.8 mm まで1枚か2枚重ねで0.1 mm ステップでギャップ調整が可能です。

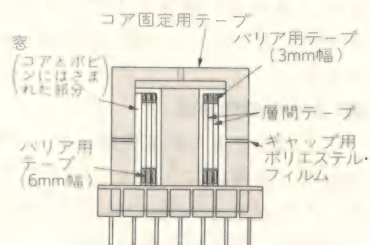


(a) コア EER42/42/20Z(PC30 材)とボビン BEER42/42/20-1112CP

(b) コア EI33/29/13(PC30 材)とボビン BE33/29/13-1112CPL

〈写真 A〉 コアとボビン(TDK)

〈図 A〉 各テープの位置使用



〈写真 3〉
完成したトランスの外観



$$= \frac{4 \times \pi \times 10^{-7} \times 136^2 \times 107 \times 10^{-6}}{1.85 \times 10^{-3}} - \frac{90.8 \times 10^{-3}}{3200}$$

$$\approx 1.32 \times 10^{-3} (\text{m}) \dots\dots\dots (43)$$

ここで、

- L_P : 1 次巻線のインダクタンス (H)
 l : 磁路長 (m)
 N_P : 1 次巻線数
 μ_0 : 真空透磁率 (H/m)
 μ_i : コアの比透磁率
 S_c : コアの断面積 (m²)

です。

このギャップはコアのセンタ・ポールにギャップを設ける場合の値になりますが、**スペーサを利用してギャップを設ける場合は約半分の値**とします。すなわち 1.32 mm の半分の 0.66 mm の厚さのスペーサを両サイドのポールにはさみます。しかし、実際には計算どおりの値にはなりませんし、後でショート・リングを被せたときにも変化します。そこで、何回かギャップ

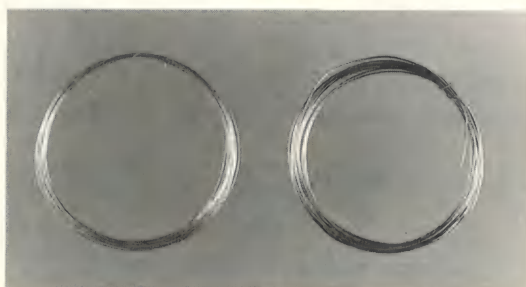
■ 工具類(写真 D)

トランスの製作にはテープやフィルムの切断加工が必要です。カッティング・マット(デパートの文房具売場にある)を用意することをお勧めします。

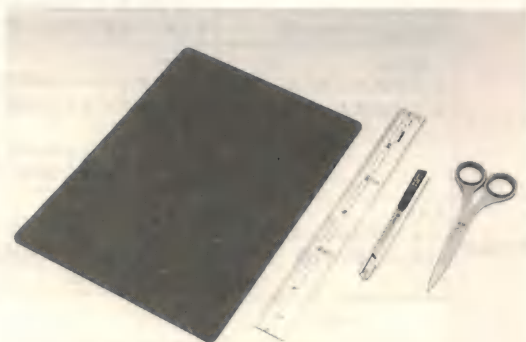
ボビンの巻幅に合ったサイズのテープを特注するのは高くなりますから、巻幅より広めの既製の幅のテープを購入してカッティング・マット上にいったん張り付けて、適当な幅になるようにカットするのが良いで

しょう。そのほかのテープも同様です。スペース・ギャップ用のフィルムはコアの両サイドの接合部にはさむものですので、コアのサイズに合わせて切ります。

できあがったトランスの断面図を図 A に示します。コア固定用テープにはポリエステル・テープなどを用い、ギャップ用フィルムが抜け落ちることのないように、ある程度**強く巻く**のがコツです。



〈写真 B〉ウレタン線(左: 0.2mmφ, 右: 0.6mmφ)

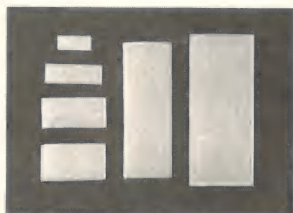


〈写真 D〉テープを加工する工具

テープ厚 (ベース厚)	全厚	No.
25μm	50μm	553HUL
50μm	75μm	557HUL

(a) 層間および外周用ポリエステル・テープ約 30mm 幅(ニチバン製)

(b) バリア用エポキシ含浸テープ
[全厚 0.23 mm で 30 mm 幅
のもの、ニチバン(株) No.
620ULT]



(c) ギャップ調整用ポリエステル・フィルム(東レ(株)ルミラー)を裁断したもの

〈写真 C〉絶縁テープとギャップ調整用シート

を差し替えて調整する必要があります。

実際のギャップは0.8 mm厚のスペーサとしました。これを両サイドにはさみ、ショート・リングを被せたときのインダクタンスが約1.85 mHとなりました。**ショート・リングを被せない**とこれより**大きな値**となります。

● コアの飽和電流の確認

コアの飽和電流は(28)式によって求めることができますが、すでにインダクタンスがわかっているのです、(28)式と(35)式から得られる式、

$$i_{\text{sat}} = \frac{nB_{\text{(sat)}}S_c}{L} \quad \dots\dots\dots(44)$$

を利用して求めてみます。

ここでは $B_{\text{(sat)}}$ に表2のPC30の100°Cにおける値である390 mTの80%，すなわち310 mTを代入し、 n に136、 S_c に $107 \times 10^{-10} (\text{m}^2)$ 、 L に1.85 mHをそれぞれ代入すると、 i_{sat} は、

$$i_{\text{sat}} = \frac{136 \times 310 \times 10^{-3} \times 107 \times 10^{-6}}{1.85 \times 10^{-3}} = 2.4 (\text{A}) \quad \dots\dots\dots(45)$$

と求まります。

飽和電流として2 A以上を目標にしているのです、計算の結果では余裕があるといえます。

トランスの測定

トランスの測定結果を表5にまとめます。ギャップと飽和電流の計算値と実測値の違いはすでに述べましたので、そのほかの測定項目について次に説明します。

● リークージ・インダクタンス

〈表5〉製作したトランスの測定結果

	計算値	実測値
インダクタンス	1.59mH 最低周波数20kHzをもとに(21)式より求めた値	1.85mH 最低周波数を20kHzとするために必要な実際の値
ギャップ	1.32mm インダクタンス1.85mHをもとに(43)式より求めた値	1.6mm 0.8mmのスペーサを使用、センタ・ギャップに換算して約1.6mm、インダクタンス1.85mHを得るために必要な実際の値
飽和電流	2.4A ギャップ1.6mmをもとに(45)式より求めた値	2.4A 室温にて、インダクタンスが下がり始める直流電流値(飽和する少し前)
リークージ・インダクタンス	—	37μH
絶縁抵抗	—	DC500V 1分間印加後100MΩ以上
絶縁耐圧	—	DC5600V 1分間印加絶縁破壊なし

図14(a)のトランス結合回路において、トランスが理想的な結合素子であれば、2次側回路は巻数比の二乗に比例したインピーダンスが1次側に接続された形として、図14(b)のように表すことができます。そこで、もしトランスが1次側と2次側におおの L_P' と L_S' のリークージ・インダクタンスをもっていた場合、2次側を短絡しても図14(c)のように回路には、

$$L_P' + \left(\frac{n_P}{n_S}\right)^2 \cdot L_S' \quad \dots\dots\dots(46)$$

のインダクタンス成分が残ります。

このリークージ・インダクタンスは小さいほどよいのですが、出力電圧が低いほど大きくなりがちです。リークージ・インダクタンスはパワー・ロスの原因になるだけでなく、スイッチング・トランジスタ Tr_1 にとって、好ましくないサージの発生の原因にもなります。

● 絶縁抵抗と絶縁耐圧

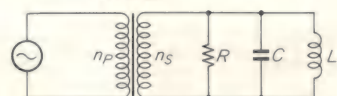
絶縁抵抗は500 V、1分間の印加後で正確な読み取りは不可能でしたが、100 MΩ以上は十分にありました。絶縁耐圧は直流5600 V(AC4000 V相当)、1分間の印加で絶縁破壊を起こすことはありませんでした。

実験回路の評価

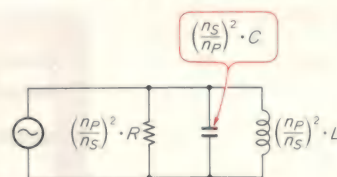
● ライン・レギュレーションとロード・レギュレーション

入力電圧 $V_{\text{IN(AC)}}$ の変化に対する出力電圧 V_o の変動であるライン・レギュレーションを図15(a)に示します。また、出力電流 I_o の変化に対する出力電圧の変動であるロード・レギュレーションを図15(b)に示します。今回はAC入力範囲が広いことと、負荷変動範囲もやや広いことから、いずれのレギュレーションも十

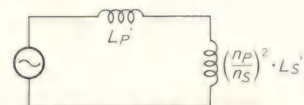
〈図14〉リークージ・インダクタンスの測定法



(a) トランス結合の基本回路



(b) 1次側からみたインピーダンス



(c) 2次側を短絡したとき

分とはいきませんでした。

入力条件や出力条件によっては回路図のなかのコンデンサ C_9 の値を下げるができます。この場合、レギュレーション特性はおおの改善されます。

また、レギュレーションをより改善する必要がある場合は、図 16 に示した回路を付け加えます。このような出力電圧を直接検出する回路により、ライン・レギュレーションやロード・レギュレーションだけでなく、回路図中の D_6 、 D_2 、 Tr_3 、 D_7 などの温度特性が原因となる出力電圧の温度ドリフトも改善することが

できます。

● 入力電圧と発振周波数

実測した発振周波数の変化のようすを(15)式と比較してみました(図 17)。

● 効率とリプル特性

効率は $V_{IN(DC)}$ が 105~390 V の間で約 77 % でした。出力端子間のリプル・ノイズ電圧を図 15 (c) に示しました。

コレクタ電流の波形(回路図の抵抗 R_9 の両端の電圧)を写真 4 に示します。このときの条件は直流入力

コアのギャップと $B-H$ カーブ

コアのギャップを変えたとき、 $B-H$ カーブがどのように変わるかを図 B に示します。ギャップが大きくなるに従って傾きが小さくなります。また、ギャップがゼロのときの傾きを $\mu_1\mu_0$ (μ_1 はコアの比透磁率、 μ_0 は真空の透磁率) とすると、飽和したとき、すなわち μ_1 が 1 になったときの傾きは μ_0 となります。

ギャップが存在するとなぜ傾きが小さくなるか、その説明は本文の(7)式を変形して行うことができます。(7)式を B_1 について解くと、

$$B_1 = \frac{n \cdot i}{\ell_1} \cdot \frac{\mu_0}{\left(\frac{1}{\mu_1} + \frac{\ell_0}{\ell_1}\right)} \dots\dots\dots (A)$$

と表すことができます。いっぽう、この式において、 ℓ_0 をゼロとおけば、ギャップがゼロのときの磁束密度が求まります。すなわち、

$$B_1 (\ell_0 = 0) = \frac{n \cdot i}{\ell_1} \mu_0 \mu_1 \dots\dots\dots (B)$$

となります。上の(A)式と(B)式を比べると、ギャップ ℓ_0 を設けることにより、もとの傾き $\mu_0\mu_1$ が、

$$\mu_0\mu_1 \rightarrow \frac{\mu_0}{\frac{1}{\mu_1} + \frac{\ell_0}{\ell_1}}$$

と小さくなるのがわかります。 ℓ_0 が大きいほど傾きが小さくなります。

また、傾きが小さくなるということは、飽和させるまでにより大きな磁界(H)が必要になることです。から、同じ巻数ならばより大きな電流が流せることになります。すなわち飽和電流が大きくなります。

次にギャップにおける磁界の強さ H_0 は、磁束密度そのものはコアにおいてもギャップにおいてもほぼ同じと考えられるので、

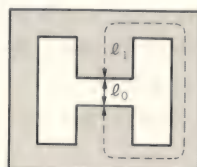
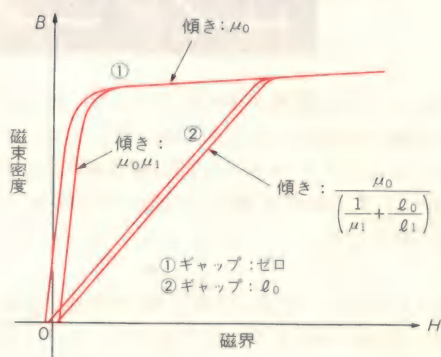
$$H_0 = \frac{B_1}{\mu_0} = \frac{n \cdot i}{\ell_1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{\mu_1} + \frac{\ell_0}{\ell_1}} \dots\dots\dots (C)$$

と表すことができます。 $\text{ギャップ } \ell_0$ が小さいほど、磁界が強くなるといえます。

ギャップにおける磁束数はコア内部の磁束数と同じであるため、透磁率の大きいコアから透磁率の極端に小さい空気中に出た磁束の一部は外側にはみ出し漏れてしまいます。これはリーケージ・フラックス^(注)と呼ばれています。ギャップが大きいほどリーケージ・フラックスが大きくなります。ギャップを設けるトランスは、このリーケージ・フラックスに対して、ショート・リングなどによる対策をとったほうがよいでしょう。

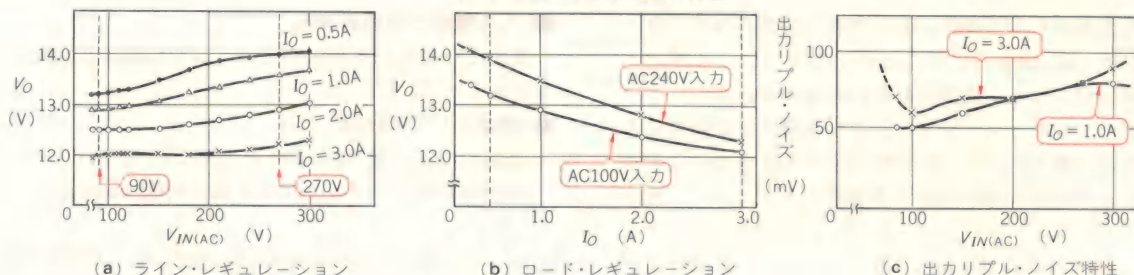
(注) ギャップから漏れる磁束だけがリーケージ・フラックスではありません。コイルによって発生する磁界が、仮にコアにギャップがなくても、すべてコア内の磁束になるわけではなく、一部はコアの外の磁束となります。これらのコアの外に漏れるすべての磁束をリーケージ・フラックスといいます。

〈図 B〉 コアのギャップと $B-H$ カーブ

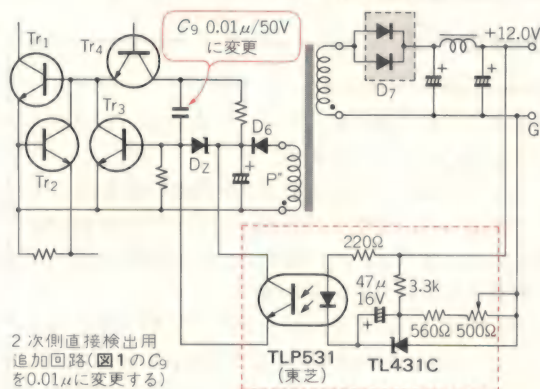


コアの比透磁率: μ_1
真空透磁率: μ_0
磁路長: ℓ_1
ギャップ: ℓ_0

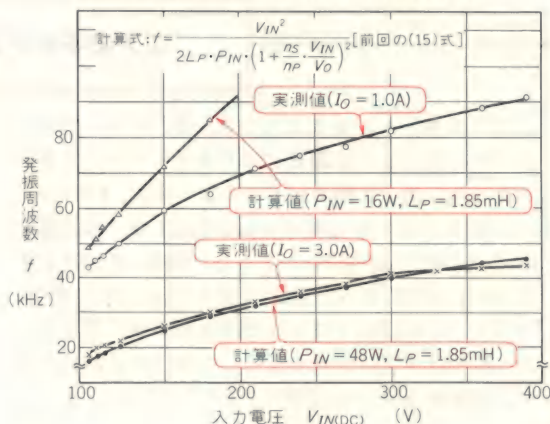
〈図 15〉 製作した実験回路の特性



〈図 16〉 レギュレーション特性の改善法

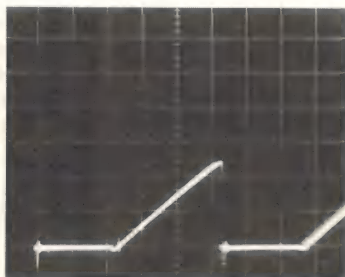


〈図 17〉 入力電圧に対する発振周波数の変化



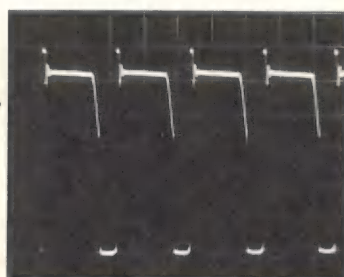
〈写真 4〉

$R_9(0.3\Omega)$ の両端の電圧 ($V_{IN(DC)} = 105V$, $I_O = 3.0A$ のとき ($0.2V/div, 10\mu s/div$))



〈写真 5〉

V_{CE} の波形
[$V_{IN(DC)} = 390V$, $I_O = 3.0A$ のとき ($100V/div, 10\mu s/div$)]



電圧が $105V$ で出力電流が $3.0A$ です。ピーク値を(18)式の結果と比較することができます。

また Tr_1 のコレクタ・エミッタ間の電圧波形 v_{CE} を写真 5 に示します。条件は直流入力電圧が $390V$ で出力電流は $3.0A$ です。

* *

リニア・レギュレータが、3 端子 IC の出現でだれにでも自由に設計できるようになりました。スイッチング・レギュレータにおいても、RCC 用のコンパクトな IC が複数のメーカーによって作られています。リニア・レギュレータのようにだれにでも簡単に使いこなせるというレベルには至っていません。

その最大の原因はトランスの設計にあるといえます。

トランスの設計がまちがっていると性能が出ないだけでなく、IC を瞬時に破壊してしまうことがあります。

この章の説明だけではまだまだ十分とはいえませんが、トランスが経験や勘だけによってしか作れないというのではなく、理論的な計算と実験による確認、だれにでも作れるということが、示せればと思いました。

また、トランスのギャップや飽和電流についてはコア・メーカーのカatalogの AL 値や NI 値のグラフからもっと手軽に得ることもできますが、本章ではあえてやや原始的とも思える求め方を紹介しました。Catalog・データから得る方法については他章のトランス設計編を参照してください。

MA 1020 と TDA 4605 の使い方をマスターしよう

専用 IC を使った RCC 方式 SW
レギュレータの設計と製作

ここでは、IC パワー・モジュール MA1020 (新電元工業) と、コントロール IC TDA4605 (シーメンス) を用いた応用回路を製作します。これらの IC を上手に使うことにより、回路を簡素化し、小型軽量化することができます。

スイッチング・レギュレータ用 IC にはふたつのタイプがあります。ひとつは **パワー・トランジスタ** を中心に、**周辺のコントロール部分を IC の中に取り込んだタイプ**で、もうひとつは **パワー・トランジスタ以外のコントロール部分をまとめたタイプ**です。

前者は、**バイポーラ・トランジスタ** をスイッチング・デバイスにした比較的回路もシンプルな RCC 方式に多くみられ、後者は **パワー MOS FET** をスイッチング・デバイスにしたやや複雑な RCC 方式や、**MOS FET**、**バイポーラ** を問わず回路が複雑となる **FCC (フォワード・カブルド・コンバータ)** 方式に多くみることができます。

また、構造からみると、前者はほとんどが **ハイブリッド IC** であるのに対し、後者はほとんど **モノリシック IC** となっています。

そこで、**これらふたつのタイプからひとつずつを選んで紹介**することにしました。ひとつは新電元工業の **パワー・トランジスタ** を含んだ RCC 方式用の **パワー**

IC MA1020 で、過電流保護やフの字型保護の回路に独自のくふうがされています。

もうひとつは、シーメンス社の **MOS FET** 用コントロール IC TDA4605 で、発振が自励式である点や、出力電流が無負荷状態になっても使える点に特徴がある IC です。

新電元工業の MA1020 はソニーの VTR にも採用されていますが、部品集積度の高い製品の電源用 IC としてのメリットが生まれています。また、アプリケーション・ノートも用意されており、経験の浅い人にも作れるように配慮されています。

シーメンスの TDA4605 は、グレンディッヒ (ドイツ最大の TV メーカー) の大型 TV に採用され、**MOS FET** を直接ドライブできる IC です。機能や動作がわかりやすく、使いやすい IC といえます。

なお、これらの IC には、いずれも特許申請をしている回路が含まれているようです。

1 MA1020 を使った 12 V・2 A スwitching・レギュレータ

● MA1020 の特徴

MA1020 (新電元工業) の特徴は、まずパッケージには背が低くできているので **電源を薄く作ることができ**、パッケージが絶縁タイプなので **高密度実装が可能**で、プリント基板を省スペース化できる点にあります。

また、回路的にはシンプルであるにもかかわらず、ソフト・スタートとフの字特性をもつ過電流保護機能がついている点にあります。

MA1020 と同じシリーズの製品を表 1 に示します。また、MA1020 の外観およびこのシリーズの外形図と内部等価回路を図 1 (a)~(c) に示します。

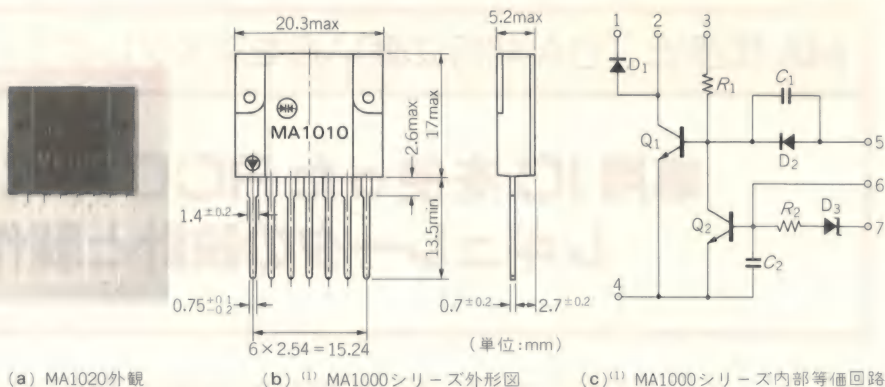
● 回路動作と保護機能

図 2 に、IC と周辺回路および主な点の電圧電流波形を示します。第 5 章で紹介した図 1 のディスクリー

表 1 (1) RCC 方式スイッチング・レギュレータ用
パワー IC MA1000 シリーズ (新電元工業)

特性 型名	パワー・トランジスタ		適用 AC 電源	出力電力	
	V_{CE0}	$I_C(OC)$		単電源	ワイド・レンジ
MA1010	450V	3A	120V 以下	20W	不可
MA1020	450V	3A	120V 以下	30W	不可
MA1030	450V	4A	120V 以下	50W	不可
MA1040	800V	2A	240V 以下	40W	20W
MA1050	800V	3A	240V 以下	60W	30W

〈図1〉
RCC方式スイッチング
レギュレータIC
MA1020(新電元工業)

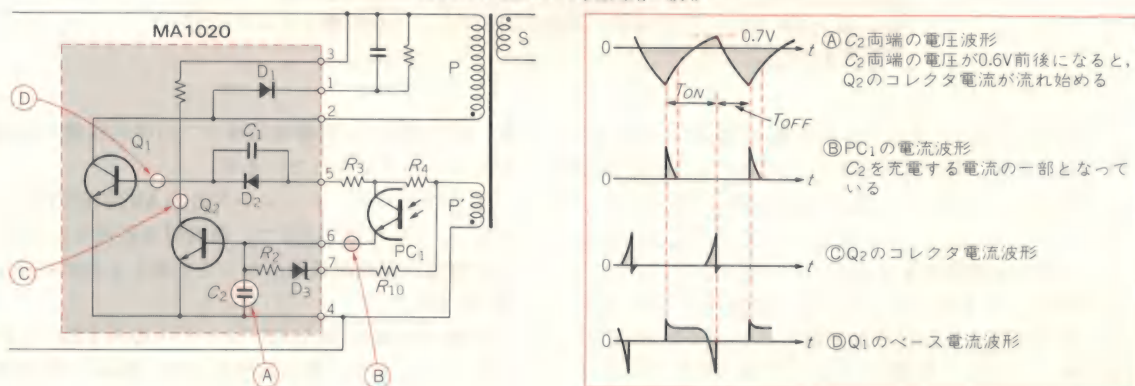


(a) MA1020外観

(b) ⁽¹⁾ MA1000シリーズ外形図

(c) ⁽¹⁾ MA1000シリーズ内部等価回路

〈図2〉 MA1020の周辺回路と波形



ト回路においては、 Tr_2 のベース電流の大きさによってのみ T_{ON} が制御されていますが、図2の回路においては、 Q_2 のベース電流の大きさと C_2 の充放電の時間のふたつによって、 T_{ON} が制御されています。

Q_2 の周辺の動作を電源スイッチをONして立ち上がらせた後、負荷電流を大きくして短絡状態まで変化させてみると次のようになります。

まず、電源スイッチをONするときは出力電圧がゼロに近いので、フォト・トランジスタはしゃ断状態です。したがって、 C_2 は D_3 と R_2 と R_{10} を流れる電流によってのみ充電されます。このとき C_2 は初め電荷が空っぽですから短期間に充電され、 T_{ON} は小さく抑えられます。

この状態の発振が続いて出力電圧が立ち上がってくると、 C_2 は T_{OFF} 期間に帰還巻線 P' に発生する電圧によって電荷が逆方向に蓄積され、電荷が空っぽのときより長い充電時間が必要となり、 T_{ON} は長くなります。出力電圧の上昇と共に T_{ON} が長くなるため、電源スイッチをONしたときに過電流が流れることがありません。このような起動はソフト・スタートと呼ばれます。

このようにして出力電圧が立ち上がった後は、フォト・トランジスタもしゃ断状態から能動状態になって、そのコレクタ電流が C_2 の充電時間を制御するように

なり、出力電圧に応じた T_{ON} を得るようになります。

出力電流をさらに大きくしていくと、フォト・トランジスタを流れる電流がしばらくは、 C_2 の充電時間が長くなり T_{ON} が大きくなります。しかし、フォト・トランジスタを流れる電流がゼロになった後は、 T_{ON} は C_2 、 R_2 、 R_{10} による時定数により決まる値以上に増大することができず、出力電流は限界となります。

そして、さらに負荷インピーダンスが下がると出力電圧が下がり始めますが、出力電圧が下がると、 T_{OFF} 期間に帰還巻線 P' に発生する電圧も下がり、 C_2 に蓄積される電荷が減って、 T_{ON} が短くなります。

このようすは、ソフト・スタートのときに出力電圧の上昇と共に T_{ON} が大きくなったのとちょうど反対の関係にあります。 T_{ON} が短くなると出力電圧も下がります。

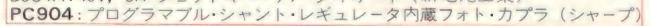
このように、負荷インピーダンスが最終的にゼロ(短絡)になるまで、 T_{ON} が短くなり続けるので、出力電流に対する出力電圧はフの字カーブを描きます。

● MA1020を使った12V・2A電源の製作

このパワーICを用いて、12V・2Aの出力を得るための応用回路を図3に示します。また、ここで使用するトランスの仕様を表2に示します。トランスの製作については、第5章で詳しく解説しました。

部品配置とプリント基板のパターン図を図4に示

〈図4〉⁽¹⁾ プリント基板の部品配置とパターン図(原寸)

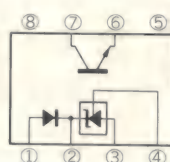


(b) パターン図(パターン面)

〈表 2〉トランス T₁ の仕様

コア	形状:EER28 材質:PC30(1H H7c1)材(TDK)																				
ボビン	EER28-1110CP(TDK)																				
ギャップ	0.3~0.35mm(スペース・ギャップ)																				
巻線仕様	<table><tr><th>巻順</th><th>ピン</th><th>巻数</th><th>線径</th></tr><tr><td>P$\frac{1}{2}$</td><td>③→②</td><td>50回</td><td>0.32mmφ</td></tr><tr><td>P'</td><td>⑤→④</td><td>5回</td><td>0.32mmφ</td></tr><tr><td>S</td><td>⑧→⑥</td><td>12回</td><td>0.55mmφ×2本</td></tr><tr><td>P$\frac{2}{2}$</td><td>②→①</td><td>50回</td><td>0.32mmφ</td></tr></table>	巻順	ピン	巻数	線径	P $\frac{1}{2}$	③→②	50回	0.32mmφ	P'	⑤→④	5回	0.32mmφ	S	⑧→⑥	12回	0.55mmφ×2本	P $\frac{2}{2}$	②→①	50回	0.32mmφ
巻順	ピン	巻数	線径																		
P $\frac{1}{2}$	③→②	50回	0.32mmφ																		
P'	⑤→④	5回	0.32mmφ																		
S	⑧→⑥	12回	0.55mmφ×2本																		
P $\frac{2}{2}$	②→①	50回	0.32mmφ																		
インダクタンス	P $\frac{1}{2}$ + P $\frac{2}{2}$ = 1.6mH																				
巻線構造	<p>上側バリア・テープ 2mm幅</p> <p>下側バリア・テープ 4mm幅</p>																				
層間テープ	P $\frac{1}{2}$ とP'の間:25μmポリエステル2回 P'とSの間:50μmポリエステル2回 SとP $\frac{2}{2}$ の間:50μmポリエステル2回 外周:25μmポリエステル4回																				
絶縁耐圧	1次-2次間 1250V 1分間																				
	1次-コア間 1250V 1分間																				
絶縁抵抗	100MΩ以上(DC500V)																				
規格	UL478																				

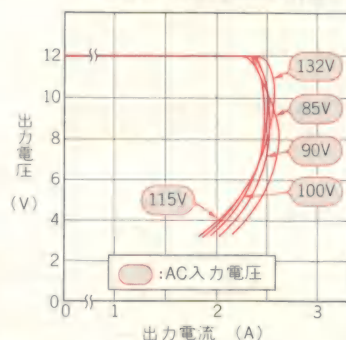
〈図 5〉⁽²⁾ プログラマブル・シャント・レギュレータ内蔵の
フォト・カプラ PC904[シャープ]



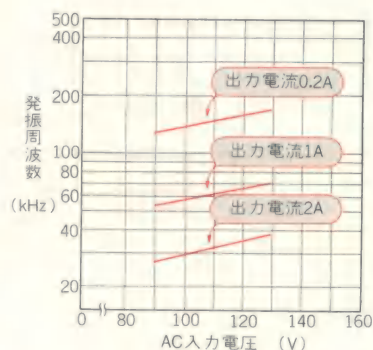
1	アノード
2	カソード
3	GND
4	リファレンス
5	NC
6	エミッタ
7	コレクタ
8	NC

(a) 外観(8ピンDIP) (b) 内部結線図 (c) 端子配置

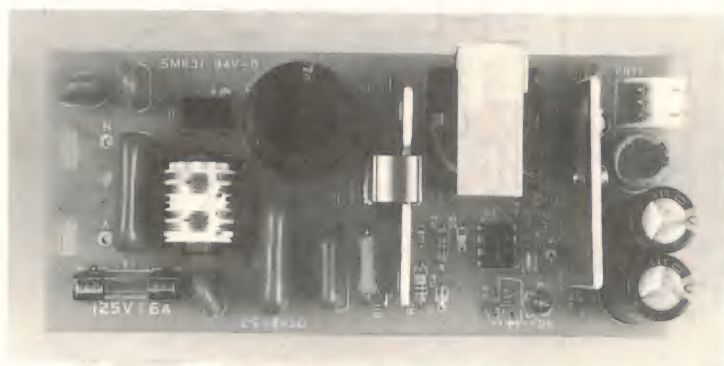
〈図 6〉⁽¹⁾ 図 3 の回路の特性



(a) フの字カーブ



(b) 発振周波数



〈写真 1〉 MA1020 を使った 12V・2A RCC 方式スイッチング・レギュレータ

します。写真 1 はこの基板を用いて製作したときの
外観です。

この回路には特殊な部品は使用していません。
PC904(シャープ)は、フォト・カプラとプログラマブル
・シャント・レギュレータがひとつのパッケージにま
とめられたものです(図 5)。

この IC の検出電圧は、第 3 章などで紹介した
L5431 と同じく代表値で 2.495 V です。出力電圧は、

$$V_o = \left(1 + \frac{R_7 + R_9}{R_9}\right) \times 2.495 \dots\dots\dots (1)$$

と求めることができます。

プリント・パターンは現行電気用品取締法を満足し

ていますが、UL 申請をする場合には、IC のパターン
間隔が 2.4 mm の沿面距離をもつように変更する必要
があります。

MA1020 には、リード・フォーミングを変えてピン
間隔を広げた品種もありますので、これを使用してプ
リント・パターンを手直ししてください。

参考のために、フの字特性と発振周波数の変化のよ
うすを図 6 (a)と(b)に示します。これらのデータはメ
ーカ資料を活用させていただきました。

* * *

MA1020 を使って 12 V・2 A を得るスイッチング・
レギュレータについては、ここに示した回路図やパタ

ーン図に沿って作ればほぼ同じ結果が得られると思います。

また、これをもとに出力電圧・電流の異なるバージ

ョンを設計試作する場合は、メーカの技術資料を参照し、必要に応じて新電元工業㈱(☎03(3279)4432)に技術的なアドバイスを求めることをおすすめします。

② TDA 4605 を使った 24 V・5 A スイッチング・レギュレータ

● TDA4605 の特徴

パワー MOS FET をドライブする IC のほとんどは他励式を用いていますが、この TDA4605(西独シーメンス社)は自励式 RCC 用に設計されています。

自励式 RCC のもっている性質をうまく利用しながら、過電流保護やフの字特性、それに無負荷動作などが改良されていて、ドイツ人らしい考案、といった印象を受けました。

この IC は 2.67 mm×2.11 mm のシングル・チップ上に、バイポーラ構成の 300 ほどの部品を集積してできているモノリシック IC です。パッケージは写真 2 に示すような 8 ピンの DIP となっています。

過電流保護回路は、抵抗とコンデンサの時定数を利用して、1 次電流(ドレイン電流)の最大値を制限するという、シーメンス独特の方法を採用しています。

また、一般の RCC 方式では 1 次電流の最大値を制限するだけでは、入力電圧が高くなるにつれてフの字カーブの引き込み点が比例して大きくなるという欠点がありますが、この IC は、この欠点をカバーする引き込み電流補正回路をもっています。

さらに、一般の RCC 方式は負荷が軽くなるにしたがって発振周波数が高くなり、基本的に無負荷動作に向いていないのですが、この IC は、発振周波数がある値に達すると T_{on} の開始を遅らせて、発振周波数がそれ以上高くないように抑える回路をもっています。

● TDA4605 の内部ブロックと機能

TDA4605 の内部ブロック図を図 7 に示します。

▶ 電圧検出回路(1 番ピン)

出力電圧が一定となるように、スイッチングのパルス幅をコントロールする回路です。検出電圧は代表値で 400 mV です。

▶ 1 次電流疑似回路(2 番ピン)

トランスの 1 次巻線の電流を C と R のネットワークで疑似的にとらえ、過電流やトランスの磁気飽和を防ぐ回路です。

▶ 過小入力保護回路兼引き込み電流補正回路(3 番ピン)

RCC 方式は入力電圧が低いほど発振周波数が下がり、 T_{on} が大きくなるため MOS FET の負担が増大します。

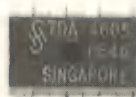
そこで、入力電圧がある値を下まわるとそれ以上 T_{on} が大きくなるように保護します。保護は 3 番ピン電圧が 1 V 以下になると開始します。一方、3 番ピンの電圧が 1.7 V を超えると、2 番ピンに出力電流が生じ、過電流保護の疑似回路の C を早く充電し、過電流保護の開始点を下げる働きをして、入力電圧が大きくなってフの字カーブの引き込み点が大きくなるような補正もします。

▶ 出力(5 番ピン)

MOS FET のゲートの容量を充放電するための $\pm 1.5 A$ の電流が取り出せるプッシュプル出力です。

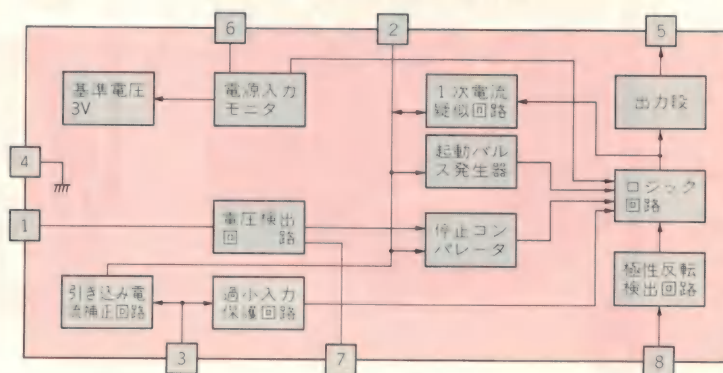
▶ 電源入力およびモニタ回路(6 番ピン)

IC 全体を動かすための電源を取り入れるところで、6 番ピンの電圧が 12 V 以上にならないと起動しません。また起動後は 6.9 V に下がるまで動作し、6.9 V 以下で動作停止となります。内部基準電圧である 3 V もここから得ています。

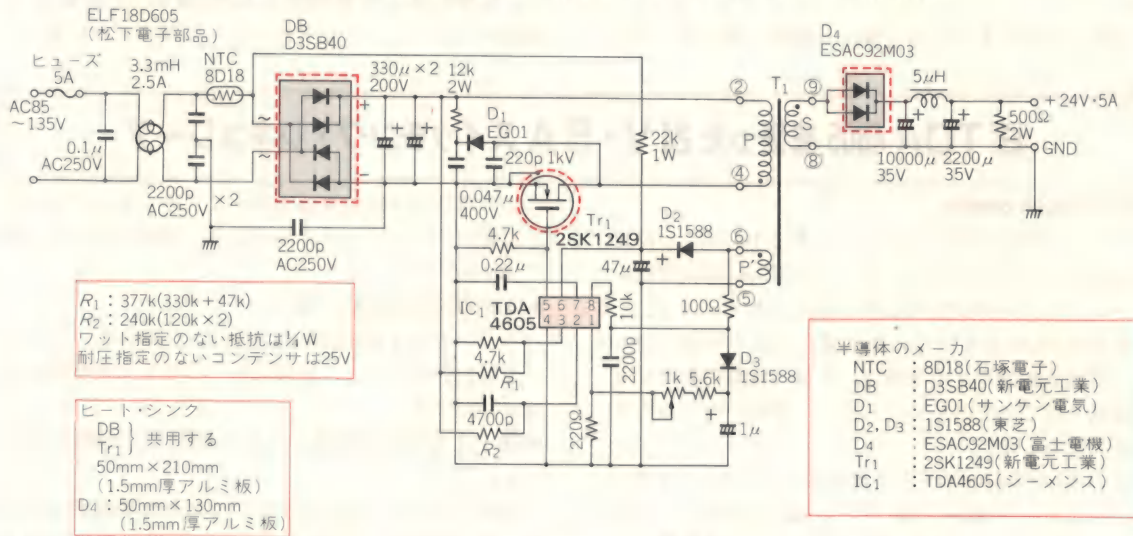


〈写真 2〉 TDA4605 (8 ピン DIP)

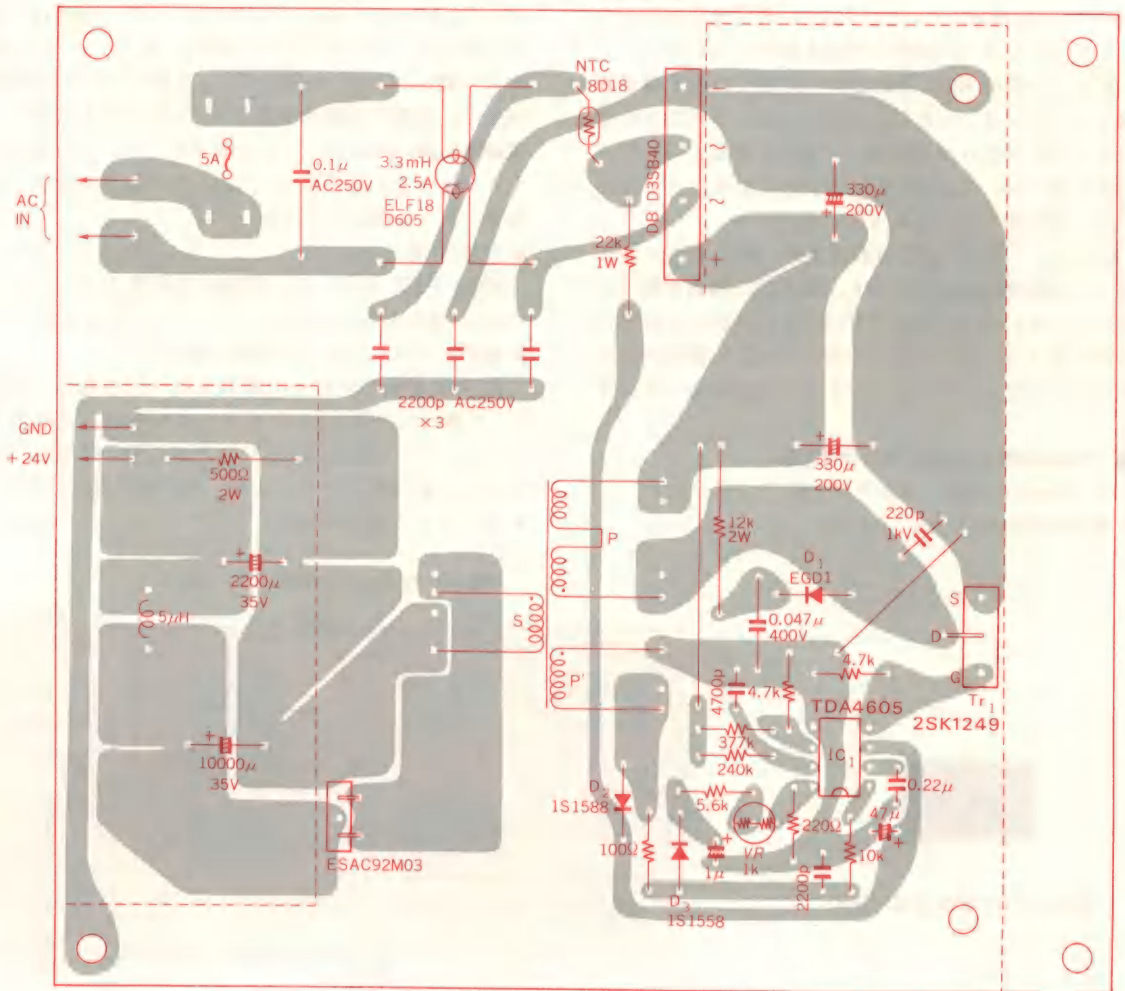
〈図 7〉⁽³⁾ TDA4605 の内部ブロック図



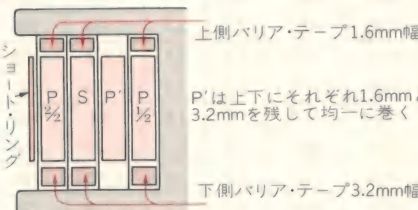
〈図8〉 TDA4605を使った24V・5A RCC方式スイッチング・レギュレータの回路



〈図9〉 プリント基板のパターン図(原寸、パターン面)



〈表 3〉 トランス T_1 の仕様

コア	形状: EER 42/42/20 材質: PC30 (IH7c1) 材 (TDK)																							
ボビン	BEER 42/42/20-1112CP (TDK)																							
ギャップ	0.5mm (スペース・ギャップ)																							
巻線仕様	<table><tr><th>巻順</th><th>ピン</th><th>巻数</th><th>線径</th></tr><tr><td>P$\frac{1}{2}$</td><td>④→③</td><td>19回</td><td>0.55mm $\phi \times 2$本</td></tr><tr><td>P'</td><td>⑥→⑤</td><td>4回</td><td>0.2mm ϕ</td></tr><tr><td>S</td><td>⑨→⑧</td><td>8回</td><td>0.8mm $\phi \times 3$本</td></tr><tr><td>P$\frac{3}{2}$</td><td>③→②</td><td>19回</td><td>0.55mm $\phi \times 2$本</td></tr></table>				巻順	ピン	巻数	線径	P $\frac{1}{2}$	④→③	19回	0.55mm $\phi \times 2$ 本	P'	⑥→⑤	4回	0.2mm ϕ	S	⑨→⑧	8回	0.8mm $\phi \times 3$ 本	P $\frac{3}{2}$	③→②	19回	0.55mm $\phi \times 2$ 本
巻順	ピン	巻数	線径																					
P $\frac{1}{2}$	④→③	19回	0.55mm $\phi \times 2$ 本																					
P'	⑥→⑤	4回	0.2mm ϕ																					
S	⑨→⑧	8回	0.8mm $\phi \times 3$ 本																					
P $\frac{3}{2}$	③→②	19回	0.55mm $\phi \times 2$ 本																					
インダクタンス	P $\frac{1}{2}$ + P $\frac{3}{2}$ = 458 μ H リーケージ・インダクタンス = 2.5 μ H (S巻線ショート)																							
巻線構造	 <p>上側バリア・テープ1.6mm幅</p> <p>P'は上下にそれぞれ1.6mmと3.2mmを残して均一に巻く</p> <p>下側バリア・テープ3.2mm幅</p>																							
層間テープ	P $\frac{1}{2}$ とP'の間 : 25 μ m ポリエステル2回 P'とSの間 : 50 μ m ポリエステル2回 SとP $\frac{3}{2}$ の間 : 50 μ m ポリエステル2回 外周 : 25 μ m ポリエステル4回																							
絶縁抵抗	100M Ω 以上 (DC500V)																							
規格	UL478																							

▶ ソフト・スタート (7 番ピン)

パワー・スイッチを入れた瞬間は 1 番ピンの電圧はまだゼロですから、1 次電流は過電流保護回路による制限電流まで目いっぱい流れることになりますが、7 番ピンにコンデンサが接続されていると、その充電期間は T_{ON} を抑えて発振開始させ、ソフト・スタートさせることができます。

▶ 極性反転検出回路 (8 番ピン)

RCC 方式では、トランスのエネルギーが 2 次側に放出し終わってから再び 1 次側が ON 期間に入ります。

そこでこの端子は、2 次側の放出が完了したときにトランスの帰還巻線に現れる極性反転の信号を受けてから、MOS FET のゲートに電流を流します。

しかし、極性反転の信号が 4 μs 以内にいくつ入っても反応しないように、ワンショット・マルチバイブレータが働きますので、負荷が軽くなってスイッチング周波数が高くなろうとしても制限されます。

この制限によって MOS FET は、次の T_{ON} に入ることができずにスイッチングは一時停止されますが、トランス内の残留エネルギーがトランス 1 次巻線と回路のコンデンサが作る共振回路で共振し、振動は続きます。そして、4 μs 経過後に始めに 8 番ピンでとらえられる極性反転の信号で MOS FET が ON となります。

これが、無負荷状態でも安定した発振が得られる理



〈写真 3〉 図 8 の TDA4605 を使った 24V・5A 電源
(図 9 のプリント・パターンと一部異なる)

由になっています。

● TDA4605 による 24V・5A 電源

図 8 に回路図、表 3 にトランス T_1 の仕様、図 9 にプリント基板のパターン図を示します。また完成したところを写真 3 に示します。

プリント・パターンは動作試験などに使ってください。ここに示した完成品とは一部異なる点があります。

トランスとボビンは、TDK の片側 6 ピンのピッチ 7.5 mm のものを使用していますが、片側 7 ピンのピッチ 5 mm のボビンも使えるようにプリント・パターンが作られています。ただし、片側 7 ピンのボビンの場合、巻線のピン・ナンバが変わりますので注意してください。

なお、バリア・テープ幅を 1.6 mm と 3.2 mm としています。日本の電気用品取締法が IEC950 に準拠するようになった場合は、それぞれ 2 mm と 4 mm とする必要があります。

NTC は Negative Temperature Coefficient の略で、温度が高いほど抵抗値が低くなる素子です。NTC に対して、PTC (P は Positive) と呼ばれるものもあります。

NTC には突入電流を防ぐ働きを、PTC には突入電流だけを流す働きをさせることができます。

ライン・オバレート型のスイッチング・レギュレータでは、AC ラインを整流して直接コンデンサに充電するため、突入電流を防ぐ抵抗が必要になりますが、電源のパワーが大きくなると突入防止抵抗によるロスが大きくなり、効率を下げる原因となります。

そこで、突入電流が流れる瞬間は高い抵抗値を示し、電流によって発熱した後は、低い抵抗値を示す NTC が応用されています。このように突入電流を防ぐ目的



写真4) パワー・サーミスタ(NTC)
8D18(石塚電子株)

のNTCのことをパワー・サーミスタと呼んでいます。

写真4と表4にそれぞれパワー・サーミスタの外観と電気的特性を示します。回路で使用した8D18(石塚電子)は25℃のときの抵抗値が8Ω、最大許容電流によって熱平衡にいたったときの抵抗が0.365Ωとなっています。

● 回路動作について

図8の回路図のなかの R_1 と R_2 については、多少調整が必要な場合があります。

TDA4605の2番ピンに接続されている R_2 と4700pFが過電流を防止します。このようすを図10に示します。トランスの1次巻線電流の増加の傾きは入力電圧に比例しますが、コンデンサ両端の電圧の増加の傾きも入力電圧に比例します。そこで、コンデンサ両端の電圧がある与えられた値に達したら、MOS FETをOFFに転ずる回路を構成すれば、過電流が防止できることになります。

ICの中では、MOS FETがOFFに転ずると、トランジスタ Q_2 がONとなってCを放電し、C両端の電圧を1Vに戻します。

C両端が約3Vに達するとMOS FETはOFFに転じるので、Cが1Vから3Vに充電される期間が最大 T_{ON} であり、またそれから最大ピーク電流が計算されます。図8の回路定数から最大ピーク電流を計算してみます。

$$i_{DP(max)} = \frac{R \cdot C}{L_P} \cdot (3-1) \\ = \frac{240 \times 10^3 \times 4700 \times 10^{-12}}{458 \times 10^{-6}} \times 2 \approx 4.9(A) \dots\dots(2)$$

なお、表3のトランスの100℃における飽和電流について調べてみると、

表4)⁽⁴⁾ パワー・サーミスタの電気的特性

型番	25℃の抵抗 R_{25} (Ω) (±15%)		B 定数 (K) (±5%)	熱放散定数 (mW/℃)	最大許容電流(A)		飽和抵抗値 R_r (Ω)	熱時定数 (sec)	定格温度 (℃)
	25℃	55℃			25℃	55℃			
100D7	100		2900	17.0	0.6	0.5	6.456	95	-30~160
22D7	22		3250	15.7	1.4	1.2	1.003	125	
10D7	10		2430	14.9	1.3	1.1	1.061	125	
16D9	16		3250	17.4	1.7	1.3	0.730	160	
10D9	10		3250	17.2	2.2	1.8	0.456	130	
10D11	10		3250	20.1	2.4	2.0	0.456	185	
8D11	8		3250	19.8	2.6	2.2	0.365	160	
5D11	5		3250	19.0	3.3	2.8	0.228	130	
220D13	220		3750	20.1	0.66	0.55	6.106	131	
16D13	16		3250	21.4	1.9	1.6	0.730	220	
8D13	8		3250	20.3	2.7	2.3	0.365	160	
5D13	5		3250	20.1	3.4	2.9	0.228	124	
60D18	60		3450	27.0	1.2	1.0	2.243	195	
40D18	40		3450	26.0	1.5	1.2	1.496	155	
10D18	10		3250	28.2	2.8	2.4	0.456	260	
8D18	8		3250	27.2	3.1	2.6	0.365	220	
5D18	5		3250	24.6	3.8	3.2	0.228	170	
4D18	4		3250	22.8	4.1	3.4	0.182	170	
2.5D18	2.5		2260	25.4	3.3	2.8	0.305	192	
120D22	120		3750	29.6	1.0	0.92	3.331	209	
6D22	6		3250	32.4	3.9	3.3	0.274	260	
4D22	4		3250	30.7	4.7	4.0	0.182	230	
3D22	3		3250	29.8	5.4	4.6	0.137	220	
2D22	2		2310	30.5	4.2	3.5	0.232	243	
1D22	1		2420	27.8	5.9	5.0	0.104	181	
6W22	6		3250	34.0	6.1	5.6	0.153	450	-30~200
4W25	4		3250	36.2	7.8	7.1	0.102	450	

* B: 25℃, 85℃のゼロ負荷抵抗値より算出

* R_r : 残留抵抗値をいい、サーミスタに最大許容電流を通電し、熱平衡に達したときの抵抗値のグループの最大値。

$$I_{(sat)} = \frac{B_{(sat)} \cdot n \cdot S}{L} \\ = \frac{310 \times 10^{-3} \times 38 \times 240 \times 10^{-6}}{458 \times 10^{-6}} \approx 6.2(A) \dots\dots(3)$$

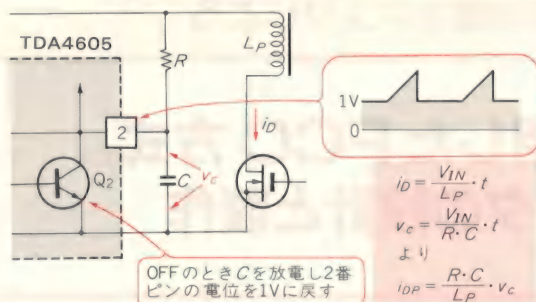
と求まり(第5章 Appendix 参照)、マージンも十分あります。 $B_{(sat)}$ およびSはTDKのカatalog値によります($B_{(sat)}$ は80%の値)。

3番ピンに接続されている R_1 と4.7kΩは $i_{DP(max)}$ を補正します。3番ピンの電圧が約1.7V以上になると、その電圧に比例した電流が2番ピンに出力され4700pFを充電します。そのため最大ピーク電流がより低く抑えられます。

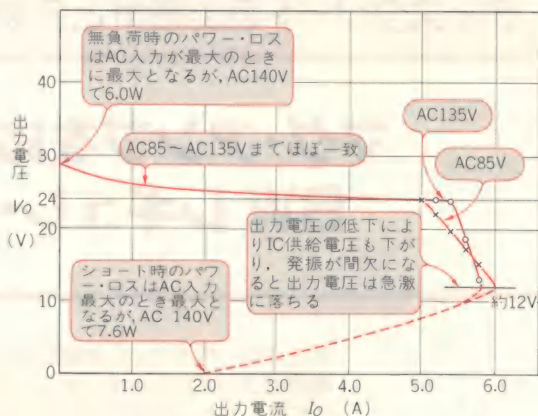
一般のフの字カーブの引き込み点も最大ピーク電流によって決まりますが、同じピーク電流の条件では入力電圧が高いほど大きくなります。

そこで、入力電圧が高くなるにしたがって最大ピーク電流の値を下げるようにすれば、引き込み点を一定に保つことが可能となります。3番ピンはそのような目的もはたしています。

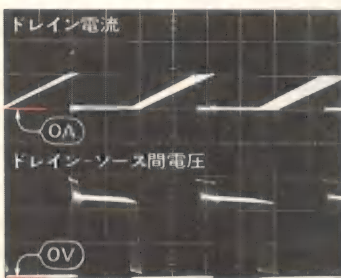
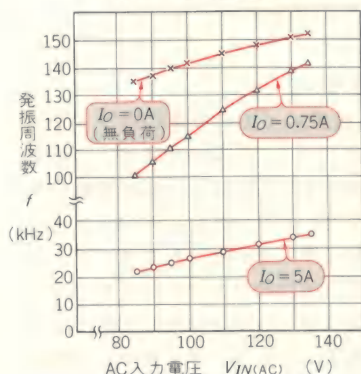
〈図 10〉 過電流保護の働き



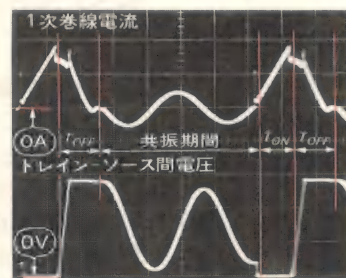
〈図 11〉 出力電流-電圧特性



〈図 12〉 周波数変化



〈写真 5〉 ドレイン電流とドレイン・ソース間電圧 (AC入力 100 V, 出力 24 V・5 A, 上: 5 A/div, 下: 100 V/div, 各: 10 μ s/div)



〈写真 6〉 無負荷時の1次巻線電流とドレイン・ソース間電圧 (AC入力 100 V時, 上: 0.2 A/div, 下: 100 V/div, 各: 1 μ s/div)

図 8 の回路では R_1 が 377 k Ω ですから、

$$V_{IN} = \left(\frac{377 + 4.7}{4.7} \right) \times 1.7 = 138 (V) \quad \dots\dots\dots (4)$$

以上になると最大ピーク電流が下がり始め、**引き込み点**が一定となります。

これらの理由により、 R_1 と R_2 の決め方は回路全体の中でも比較的慎重に行う必要があります。

トランス T_1 は出力が 120 W となりますので、リーケージ・インダクタンスを小さく抑えることに重点を置きました。そのため **1次巻線は2本パラレル、2次巻線は3本パラレル** となって多少巻くのがやっかいですが、そのおかげでリーケージ・インダクタンスは十分小さく抑えられています。

またリーケージ・フラックスを抑えるため、コアを組み込んだ後にショート・リング[第5章 Appendix のコラム(p.85)を参照]を巻いてください。

● 波形観測と測定結果

パワー MOS FET は、バイポーラ・トランジスタのように少数キャリア蓄積効果による影響を受けません。したがって、OFF 瞬間時の di/dt , dv/dt が大変大きくなります。写真 5 に **ドレイン電流とドレイン・ソース間電圧** を示します。

効率も高く、5 A 出力では AC 85 V 入力で 83.5 %、AC 135 V 入力で 85.7 % でした。

図 11 に**出力電流-電圧特性**を示します。ライン・レギュレーション、ロード・レギュレーション、フの字カーブのようすがわかります。

図 12 に**周波数変化のグラフ**を示します。

写真 6 に**無負荷時の1次巻線電流とドレイン・ソース間電圧**の波形を示します。

* * *

TDA4605 は、出力 20 W から 200 W までのスイッチング・レギュレータに応用可能です。また**入力電圧が 85～270 V のワイド・レンジ**に対応することも可能です。

TDA4605 についてさらに詳しく知りたい人はシーメンスの IC を扱っている富士エレクトロニックコンポーネンツ(株) [☎ 03(3201)2401] に相談してみてください。

◆引用文献◆

- (1) MA1020, スイッチング電源用 IC パワーモジュール MA1000 シリーズ技術資料, 1989 年 4 月, 新電元工業㈱。
- (2) PC904, シャープ電子部品フォトカブラ編, 1989 年 6 月。
- (3) TDA4605, データシート, '88 年 3 月, Siemens AG。
- (4) 8D18, パーツカタログ No.73A, 89 年 10 月, 石塚電子㈱

ディスクリート回路設計と2次側制御をマスタしよう

マグ・アンプを応用した FCC 方式
SW レギュレータの設計と製作

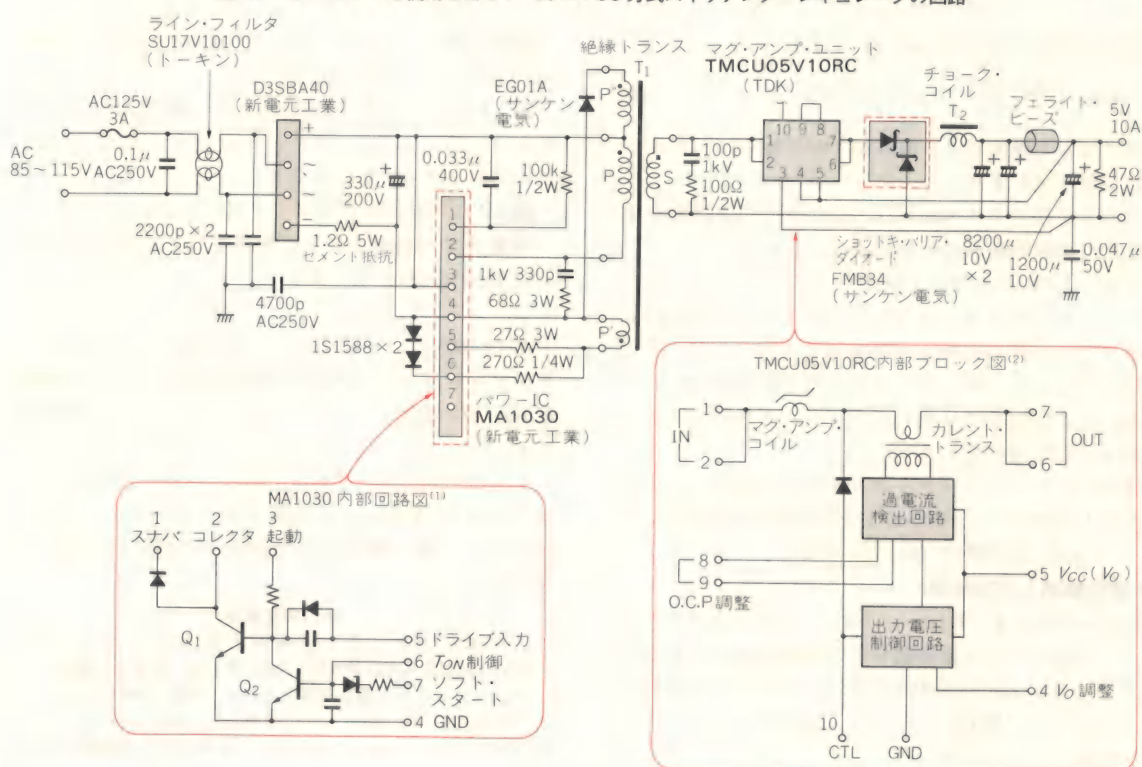
マグ・アンプ・ユニットを用いることにより自動式のFCCがシンプルな構成でできあがります。マグ・アンプがどのようなしくみでスイッチとして動くのか、またFCCのトランスをどのように設計したらよいか、これらふたつの点を中心に解説します。

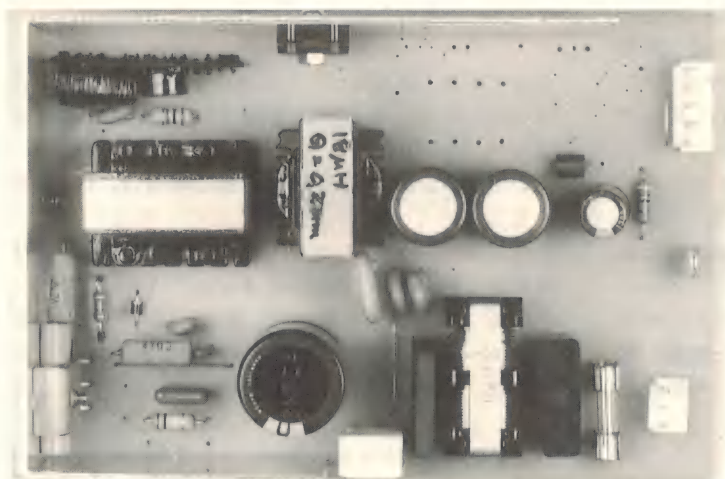
スイッチング・レギュレータの回路方式の中で **RCC** (Ringing Choke Converter, または Reverse Coupled Converter の略) はもっともシンプルで、またそのためにもっとも広く利用されています。それに対して **FCC** (Forward Coupled Converter の略) は少し複雑な回路であることと絶縁トランスのほかに2次側にチョーク・コイルが必要になることから、コスト的に FCC 方式(フォワード・コンバータ方式ともいう)が有利となる 200 W クラスでも RCC 方式が使われる

ケースが少なくありません。

FCC 方式の回路を複雑にしている原因のひとつは定電圧制御を1次側で行っているからですが、この点はマグ・アンプを利用することにより大幅に簡素化できます。マグ・アンプというものになじみのうすい人にはかえってややこしく思えるかもしれませんが、マグ・アンプの制御部分と可飽和リアクトルをひとつのユニットにまとめた製品が TDK から発売されており、これを応用すれば3端子レギュレータを利用して電源

〈図1〉 マグ・アンプを使用した 5V・10A FCC 方式スイッチング・レギュレータの回路



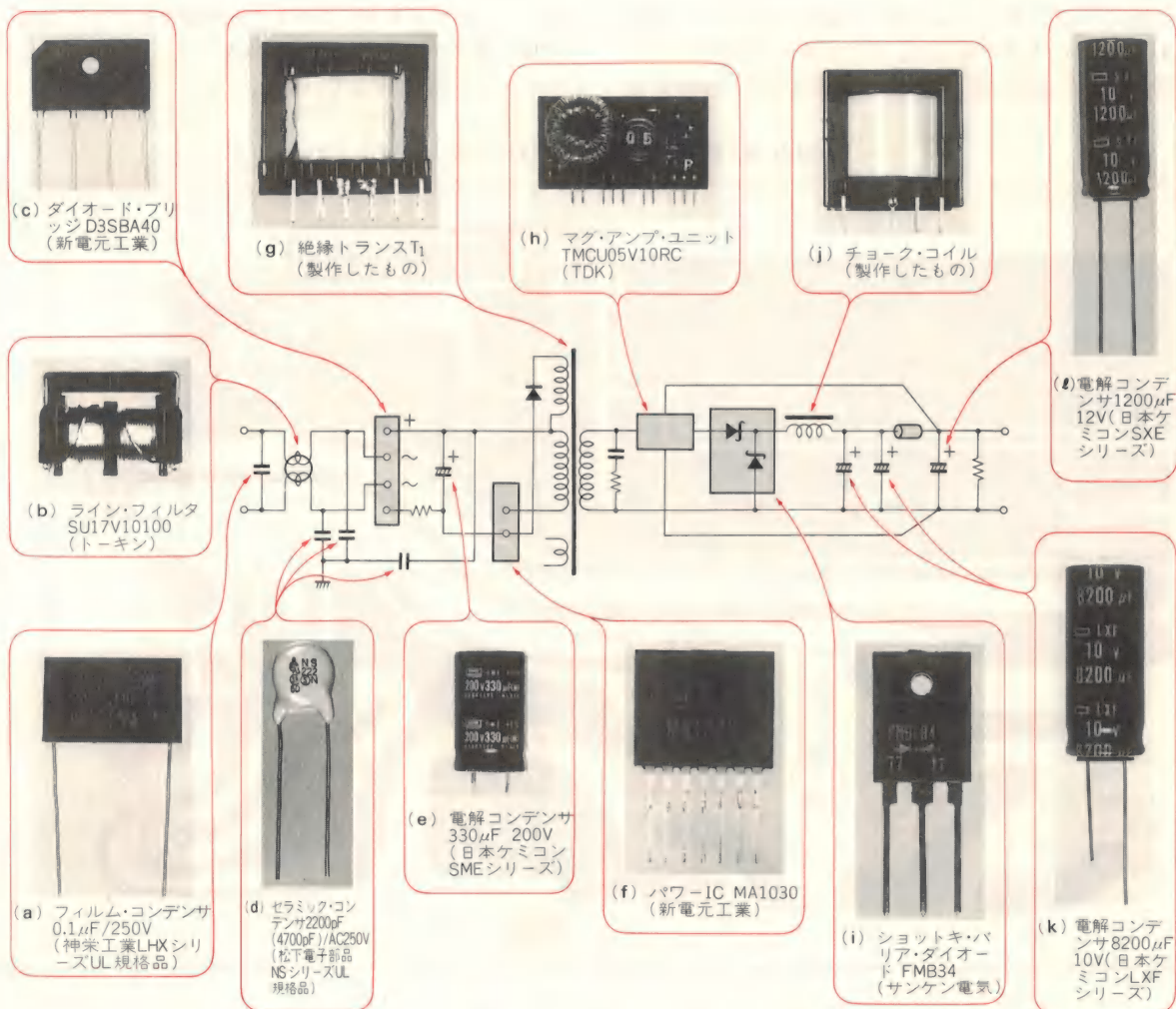


(a) 上から見たところ

〈写真1〉 製作したスイッチング・レギュレータ



(b) 写真(a)の右上から見たところ



〈写真2〉 図1の回路の主要部品

マグ・アンプを利用するとなぜ1次側で定電圧制御が不要になるのか、FCC方式の動作原理やマグ・アンプの性質を学びながらクリアにしていきたいと思います。

図 1 に製作した FCC 方式のスイッチング・レギュレータの全体の回路図、写真 1 に完成した電源、写真 2 に主な使用部品の外観、図 2 にプリント基板のパターン図をそれぞれ示します。

● FCC 方式のスイッチング・レギュレータの動作原理

RCC方式とFCC方式の違いを図3に示します。図3(a)のRCC方式の場合は、1次巻線に電流が流れる期間と2次巻線に電流が流れる期間は完全に分離され

いっぽう、図3(b)の FCC 方式の場合は、1次巻線に電流が流れる期間に2次側巻線にも電流が流れ(エネルギーが放出され)るため、コアの飽和磁束についてそれほど気にする必要がありません。

FCC 方式をさらに等価的に変形していった回路を図 4 (a)~(d)に示します。トランスの巻数比が 1:1 の場合は、図(a)の回路は図(b)の回路で表すことができます。

この図で、1次巻線の電流はコアの励磁電流を除いて2次巻線の電流に変換されます。この励磁電流はコアにエネルギーを蓄積するため、スイッチ OFF のたびに放出してやらなくてはなりません、図(c)のように別の巻線を利用して入力コンデンサにエネルギー帰還を行うことができます。このように励磁されたコアを元に戻しますが、図(c)の追加巻線をリセット巻線(リセット・コイル)と呼んでいます。

[illegible]

励磁電流やリセット巻線の働きの FCC 方式に特有のもので、定電圧制御に直接影響するものではありませんので、それらも省略すると最終的に図(d)のような等価回路で表すことができます。

図(d)は **チョッパ型スイッチング・レギュレータ回路** そのものですから、出力電圧 V_o は、

$$V_o = \frac{T_{ON}}{T} \cdot V_{IN} \quad \dots\dots\dots(1)$$

T : スwitching 周期

T_{ON} : ON 時間

V_{IN} : 入力電圧

と表すことができます。

トランスの巻数比が $n_p : n_s$ の場合は、

$$V_o = \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{T_{ON}}{T} \cdot V_{IN} \quad \dots\dots\dots(2)$$

と表すことができます。

これらの式から FCC 方式では T を一定にして T_{ON} を V_{IN} に逆比例させる **PWM** (Pulse Width Modulation) か、または T_{ON} を一定にして T を V_{IN} に比例させる **FM** (Frequency Modulation) のいずれかの方法で **定電圧制御が可能** であることがわかります。

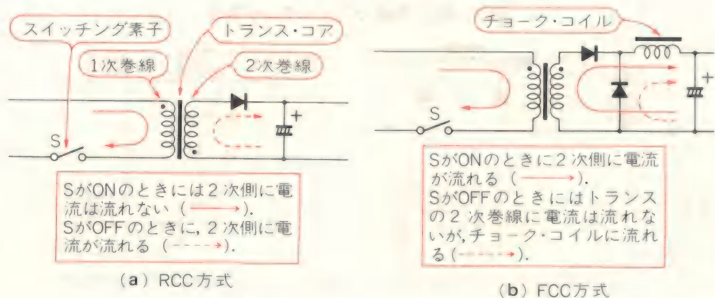
FCC 方式の場合、飽和磁束を気にする必要はないとはじめに述べましたが、これは T_{ON} が限られた範囲で制御されている場合であって、 T_{ON} が無制限に大きくなるとやはりコアは飽和してしまいます。そこで、FCC 方式を完全に動作させるために、 T_{ON} が制限される発振がとられます。上に述べた PWM や FM による制御方式では T_{ON} が限られていますので **FCC 方式には適しています**。

● FCC 方式のスイッチング・レギュレータの回路を簡素化する

PWM 方式にしても FM 方式にしても 1 次側の制御回路が多少複雑になるため、専用コントロール IC を使うケースが多くみられます。

FCC 方式を複雑にしているのは 1 次側で T_{ON} や T を制御しているためですが、もしこの制御を 2 次側で行えるようになれば 1 次側は固定周波数、固定デューティ比で発振するだけで済むので回路はたいへんシン

＜図 3＞ RCC 方式と FCC 方式の比較



ブルになります。

2 次側で制御する方法にはトランジスタを使ったチョッパなども考えられますが、**マグ・アンプ**を使うことにより、**壊れにくくまた効率がよい回路**を作ることができます。

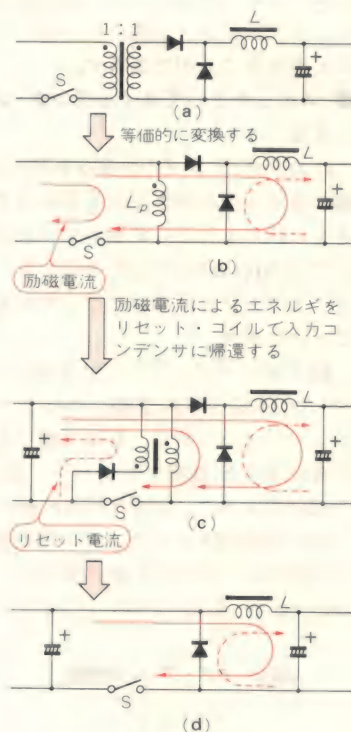
マグ・アンプについて

● マグ・アンプの基本的なイメージ

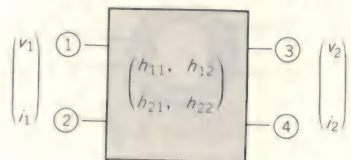
マグ・アンプは**磁気増幅器**と訳されていますが、増幅器というとトランジスタや OP アンプなどしか頭に浮かばない人には理解しにくいかもしれません。そこで **4 端子のブラック・ボックス**を想定して考えてみましょう。

図 5 に端子が①, ②, ③, ④からなる 4 端子回路網を示します。ブラック・ボックスの中はどうなっているか不明ですが、①-②間に 1 mA の電流変化があったときに③-④間に 1 A の電流変化が生じるようになっていれば、このブラック・ボックスは一種の増幅

＜図 4＞
FCC 方式の
スイッチング・レ
ギュレータの等
価回路



＜図 5＞ 4 端子のブラック・ボックス



器と考えることができ、ハイブリッド・パラメータのひとつである $h_{21}(\partial i_2/\partial i_1)$ 、トランジスタならば h_{FE} が1000の電流増幅器であるということができます。

● マグ・アンプの動作原理

マグ・アンプは可飽和コアとそれに巻かれたふたつのコイルからなっていますが、それらを図5にならって図示すると図6のように表すことができます。今、①-②間にコアが飽和する直流電流を流すと、③-④間のインピーダンスは空芯に巻いたコイルと同様にかたいへん小さな値を示し、大きな電流を流せます。

いっぽう、①-②間に電流を流さなければ、マグ・アンプのコアはもともと透磁率の高い材質からできているので、③-④間のインピーダンスはたいへん高い値を示し、電流を流しません。ただし、③-④間に流す電流は高周波電流に限ります。

すなわち、①-②間に流れる小さな電流で③-④間に流れる大きな電流を制御することができ、 h_{21} の大きな素子と考えることができます。このことからマグ・アンプと呼ばれています。

図5において h_{21} が十分大きい場合は、増幅器と呼ぶよりリレーやスイッチと呼ぶほうがふさわしいように、マグ・アンプの場合も一種のスイッチの働きをすると考えることができます。

● スイッチとしてスイッチング・レギュレータに応用する

このマグ・アンプの性質を利用して FCC 方式の2次側のスイッチの働きをさせるわけですが、実際にどのようにスイッチとして働いているのかなどの説明については Appendix の①を参照してください。ここではマグ・アンプを単純にスイッチと考えて話をすすめることにします。

図7(a)にマグ・アンプによるスイッチを2次側に応用した FCC 方式の回路を示します。この回路にはスイッチがふたつあり、むだな感じを与えますが、 S_2 の存在により S_1 は単にデューティ比が1:1の発振を行うだけですみ、1次側の回路は極端に簡素化されます。

S_1 の周期がスイッチングの周期となりますが、 S_1 の ON 期間は出力電圧と直接関係がなくなります。そのかわり、 S_2 の ON 期間が出力電圧を制御することに

なります。

S_1 の ON 状態と S_2 の ON 状態を図7(b)に示します。図に示したように S_2 の OFF 時刻は S_1 の OFF 時刻と一致しますが、 S_2 の ON 時刻は S_1 の ON 時刻よりかならず後になります。 S_2 の ON 時間の幅は S_1 の ON 時間の幅を超えることができません。

また、マグ・アンプの性質上、 S_1 が ON した時刻から S_2 が ON する時刻まで最低必要とする時間があります。これをデッド・アングルと呼んでいます。最大デューティは S_1 の ON 時間からデッド・アングルを差し引いた値から求められます。 S_2 の ON 期間の20%近くがデッド・アングルとなるため、 S_1 が1:1の発振をしている場合、 S_2 の ON デューティは0.4が最大になります。

出力電圧は前掲の(2)式のとおりですが、 T_{ON}/T が最大で0.4とすれば巻数比 n_s/n_p は、

$$\frac{n_s}{n_p} \geq \frac{V_o}{V_{IN}} \cdot \frac{1}{0.4} \dots\dots\dots(3)$$

に設定しておく必要があります。この点は、トランスの設計のところで再度具体的に述べます。

マグ・アンプを S_2 として応用した場合、実際の回路はどのようになるのでしょうか。それでは具体的な回路について紹介することにします。

回路の動作のしくみ

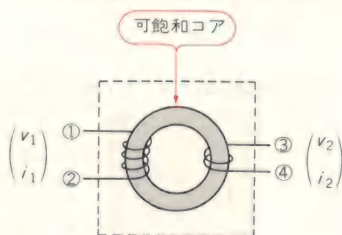
今回製作する電源の特徴として、1次側にはハイブリッド IC MA1030(新電元工業)を、2次側にはマグ・アンプ・ユニット TMCU05V10RC(TDK)を用いることにより、部品点数の少ない FCC 方式スイッチング・レギュレータを実現しています。

また、特に調整するところもなく、トランスの巻数やギャップをまちがえずに作れば、あとは組み立てるだけで立派に動きます。プリント・パターンもいたって簡単ですから、3端子レギュレータを用いて電源を作る気分ができます。

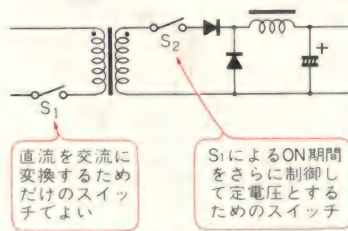
5V・10Aの電源ボードの外観(写真1)を見ると、たいへんシンプルであることがわかるとおもいます。

トランスの巻き方についてはあとで詳しく説明する

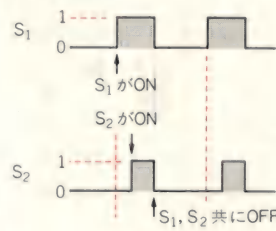
〈図6〉 マグ・アンプの構造



〈図7〉 FCC方式のスイッチング動作



(a) 二つのスイッチ S_1, S_2 を用いる



(b) S_1 と S_2 の ON/OFF のタイムチャート

ことにして、まず図1の回路の動作の説明から行います。

● 1次側の回路の動作について

1次側では商用周波数の交流を直流にしてから、再度100 kHzの高い周波数の交流に変換しています。定電圧制御や保護機能はまったくありません。したがって、入力電圧の変動や整流平滑後のリップルは2次巻線にそのまま現れます。

発振はトランスの補助巻線P'の正帰還とCRによる時定数によって決まりますが、そのようすを図8(a), (b)により説明します。

MA1030の内部回路のスイッチング・トランジスタをQ₁、Q₁のベース電流を制御するトランジスタをQ₂、5番ピンからQ₁に接続されているダイオードをD₁、コンデンサをC₁とし、Q₂のベース-エミッタ間に並列に接続されているコンデンサをC₂とします。

Q₁がON状態になると、補助巻線P'からR₁を通して正帰還電流が流れますが、同時にコンデンサC₂にも充電が開始されます。C₂の両端の電圧V_{C2}が約0.5 Vに達するとR₁を通してQ₁のベースに流れていた電流の一部はQ₂にも流れ始め、Q₁はON状態から(トランジスタの蓄積時間t_{stg}を経て)OFFに向かいます。Q₁のOFF直前のC₂両端の電圧は0.85 Vぐらいまでに達します。

Q₁のOFFによってP'に発生する電圧の極性が逆転し、Q₁は逆バイアスされ、またC₂は逆方向に充電されます。Q₁のON期間はC₂とR₂およびP'の電圧とD₁、D₂の順方向電圧によって決まりますが、その計算についてはAppendixの②を参照してください。

次にQ₁のOFF期間はリセット巻線P''の入力コンデンサへの充電時間によって決まります。すなわちT_{OFF}は、

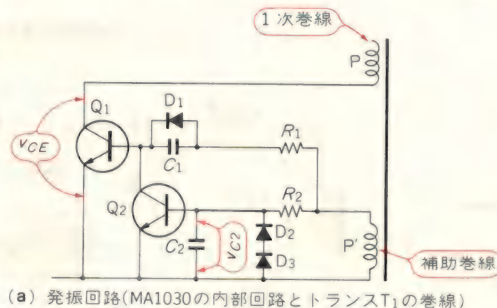
$$T_{OFF} = \frac{L_{P''}}{V_{IN}} \cdot i_P = \frac{L_{P''}}{V_{IN}} \cdot \left(\frac{V_{IN}}{L_P} \cdot T_{ON} \right) \\ = \frac{L_{P''}}{L_P} \cdot T_{ON} \dots\dots\dots(4)$$

V_{IN} : 入力直流電圧

i_P : 励磁電流のピーク値

L_{P''} : リセット・コイルのインダクタンス

〈図8〉
1次側の回路動作
(写真3も参照)



(a) 発振回路(MA1030の内部回路とトランスT₁の巻線)

L_P : 1次巻線のインダクタンス

と表すことができます。

リセット巻線P''の巻数を1次巻線の巻数と同じに選べば、ほぼT_{ON}=T_{OFF}となって1:1の発振が得られます。なお、ここでいっているT_{ON}はあくまでも1次側のスイッチングのT_{ON}であって、電圧制御には関係ないT_{ON}です。また、i_Pは1次巻線の励磁電流成分のピーク値であって、コレクタ電流のピーク値ではありません。

発振が1:1となるように1次巻線Pとリセット巻線P''の巻線比を決めると、スイッチング・トランジスタQ₁のコレクタ-エミッタ間には入力電圧(直流)の2倍の電圧+サージ電圧がかかります。入力電圧が200 Vであれば、400 V+サージ電圧となります。

ところで入力電圧に反比例してデューティ比が小さくなるRCC方式の場合において、入力電圧が100 Vのときに1:1の発振となるように設計すれば、入力電圧が200 Vのときのコレクタ-エミッタ間電圧は計算上300 V+サージ電圧となりますので、FCC方式ではRCC方式にくらべてV_{CEO}の少し大きいトランジスタが必要になることがわかります。

MA1030はもともとRCC方式用として作られているパワーICですが、今回のFCC方式への応用については問題ないことが確認されています。負荷短絡などのテストでも安全性が確認されています。ただし、これは2次側に用いているマグ・アンプ・ユニットの保護機能が働いているからでもあります。

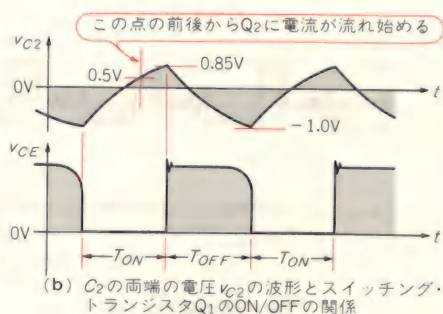
1次側がたいへん簡単な回路ですむ理由は定電圧制御が2次側で行われていること以外に、保護機能も2次側でカバーされているからということができます。

次に、その2次側の動作について述べることにします。詳しくはAppendixの①も参照してください。

● 2次側の回路の動作について

2次巻線Sには正方向の電圧が(n_S/n_P)・V_{IN}、負方向の電圧が-(n_S/n_P)・V_{IN}の方形波が出力されます。負の電圧はマグ・アンプのリセット電流として流れるだけで出力回路には流れないので、正の電圧だけに注目してみます。

図9(a)~(e)に2次巻線の正の電圧とチョーク・コイ



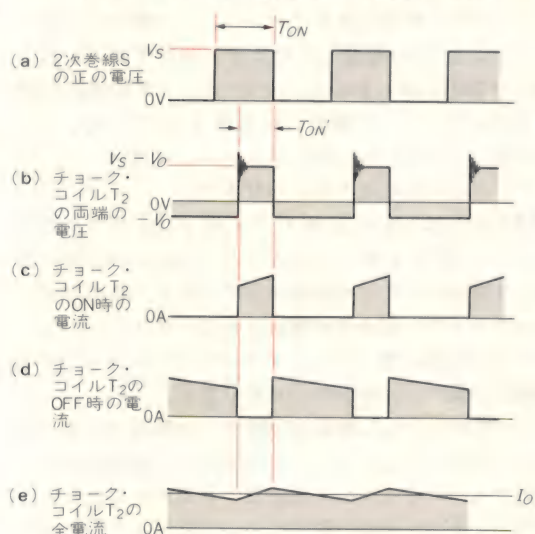
(b) C₂の両端の電圧V_{C2}の波形とスイッチング・トランジスタQ₁のON/OFFの関係

ル T_2 両端の電圧および電流の波形を示します。マグ・アンプのスイッチング動作により、チョーク・コイル T_2 両端に正の電圧がかかる時間 T_{ON}' 、すなわちマグ・アンプの ON 期間は 1 次側のスイッチング・トランジスタ Q_1 の ON 期間 T_{ON} より小さくなります。その分、チョーク・コイルの OFF 期間 T_{OFF}' は長くなり、全体の周期 T は変わりません。

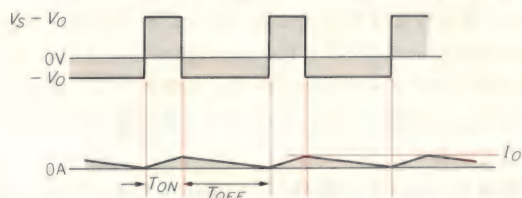
図 9 (c)~(e) に示したチョーク・コイル T_2 を流れる電流は、電流波形が完全な三角形になる臨界電流 I_0 より大きいときのものです。

臨界電流のときと臨界電流以外のときのチョーク・コイル両端の電圧と電流の波形をそれぞれ図 10 に示します。

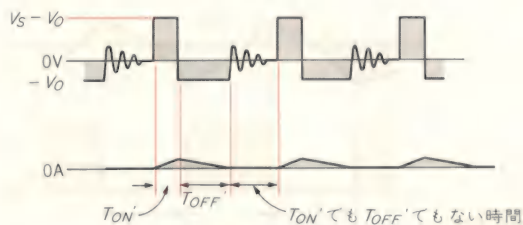
〈図 9〉 2 次側の回路動作(写真 4 と写真 5 も参照)



〈図 10〉 チョーク・コイル T_2 両端の電圧と電流波形



(a) 臨界電流のとき



(b) 臨界電流以下のとき

出力電流が臨界電流以下になったときは ON でも OFF でもない期間が生じます。そのときの出力電圧は、

$$V_o = \frac{T_{ON}'}{T} \cdot V_{IN} \quad \dots\dots\dots (5)$$

ではなく、

$$V_o = \frac{T_{ON}'}{T_{ON}' + T_{OFF}'} \cdot V_{IN} \quad \dots\dots\dots (6)$$

と表す必要があります。

出力電流が定格電流の 10 % のときに臨界電流となるようにチョーク・コイルのインダクタンスを選びます。

臨界電流のピーク値を I_0 とおけば、

$$\frac{V_o}{L} \cdot T_{OFF}' = I_0 \quad \dots\dots\dots (7)$$

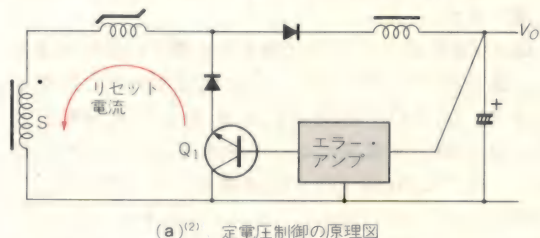
$$2 \cdot I_0 = I_0 \quad \dots\dots\dots (8)$$

L : チョーク・コイル T_2 のインダクタンス

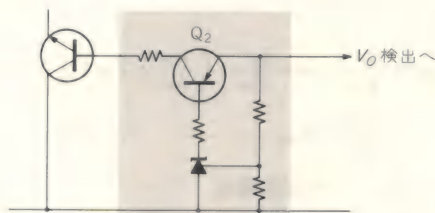
I_0 : 出力電流(臨界電流のときの値)

が成立するので、

〈図 11〉 マグ・アンプによる定電圧制御

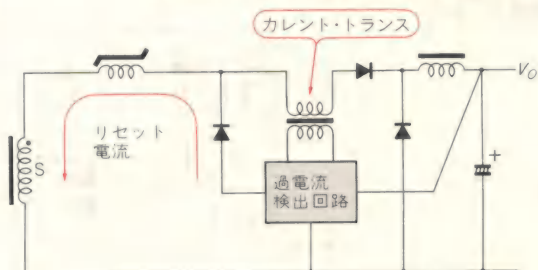


(a) (2) 定電圧制御の原理図



(b) エラー・アンプの内部等価回路の例

〈図 12〉 (2) 過電流保護の原理図



$$L = \frac{V_o \cdot T_{OFF}'}{2 \cdot I_o} \dots\dots\dots(9)$$

として求めます。実際のインダクタンスは次節のトランスの設計のところで計算することにします。

1次側の発振のOFFの期間にマグ・アンプにリセット電流が流れます。TMCU05V10RCの資料では内部回路が図11(a)のようにブロック図で紹介されています。この図のエラー・アンプに相当する回路は不明ですが、例えば図11(b)に示すような回路を使うことができます。この回路において、出力電圧が上昇するとQ₂を流れる電流が増えます。Q₂の電流は図(a)のQ₁のベースをドライブし、リセット電流を増やします。

すなわち、出力電圧の上昇がリセット電流を増加させ出力電圧を下げる、という負帰還ループが形成されて定電圧制御が働きます。リセット電流が増えると出力電圧が下がる理由はAppendixの①を参照してください。

● 過電流保護回路

リセット電流を制御して定電圧を得る原理は過電流防止回路にも応用されています。TMCU05V10RCの資料では図12に示したブロック図以上のことはわかりませんが、カレント・トランスによりピーク電流を

検出してリセット電流を制御しています。


また、短絡電流が保護開始電流の50%以下になる(TMCU05V10RCの場合)フの字特性を示します。これらの保護回路は、1次側のスイッチング・トランジスタQ₁を保護するため、1次側には保護回路を必要としません。

絶縁トランス T₁の作り方

TDKのコアのカatalog⁽³⁾にはFCC方式100kHzで使用した場合の理論的な出力が示されています。その値は鉄損＝銅損(p.121のコラム参照)の条件を満足する線径と巻き方によって、また一定の入力電圧の条件のもとで得られるものですが、安全規格を満足するためのバリアを設けたり、今回のように1次側のON期間がPWM方式と異なり、入力電圧に応じてそれほど変わらない特別な応用ではそれなりに下げて使う必要があります。

今回使用したコアは材質がPC30(旧H_{7C1}材)のEI33/29/13で、理論的出力が179Wのものです。バリア・スペースやそのほかの条件を考えても十分な大きさですので、サイズを小さくしたい場合はEI30な

〈表1〉
絶縁トランス T₁の巻線仕様と
インダクタンスの測定結果

コア形状	EI33/29/13																										
コア材質	PC30(旧 H _{7C1} 材)																										
ボビン	BE33/29/13-1112CPL																										
ギャップ	50μm スペース・ギャップ																										
巻線仕様	<table><tr><th>巻順</th><th>ピン番号</th><th>巻数</th><th>線径</th></tr><tr><td>P''</td><td>③→⑤</td><td>46回</td><td>0.2mmφ</td></tr><tr><td>P$\frac{1}{2}$</td><td>⑤→⑥</td><td>23回</td><td>0.4mmφ</td></tr><tr><td>S</td><td>⑩→⑨</td><td>6回</td><td>0.35mmφ×9</td></tr><tr><td>P$\frac{2}{2}$</td><td>⑥→④</td><td>23回</td><td>0.4mmφ</td></tr><tr><td>P'</td><td>①→②</td><td>2回</td><td>0.35mmφ</td></tr></table> <p>P'は引き出し線に絶縁チューブをつけること</p>			巻順	ピン番号	巻数	線径	P''	③→⑤	46回	0.2mmφ	P $\frac{1}{2}$	⑤→⑥	23回	0.4mmφ	S	⑩→⑨	6回	0.35mmφ×9	P $\frac{2}{2}$	⑥→④	23回	0.4mmφ	P'	①→②	2回	0.35mmφ
巻順	ピン番号	巻数	線径																								
P''	③→⑤	46回	0.2mmφ																								
P $\frac{1}{2}$	⑤→⑥	23回	0.4mmφ																								
S	⑩→⑨	6回	0.35mmφ×9																								
P $\frac{2}{2}$	⑥→④	23回	0.4mmφ																								
P'	①→②	2回	0.35mmφ																								
巻線構造																											
層間テープ	<table><tr><td>P'とP$\frac{1}{2}$の間</td><td>25μm ポリエステル・テープ 1回</td></tr><tr><td>P$\frac{1}{2}$とSの間</td><td>50μm ポリエステル・テープ 2回</td></tr><tr><td>SとP$\frac{2}{2}$の間</td><td>50μm ポリエステル・テープ 2回</td></tr><tr><td>P$\frac{2}{2}$とP'の間</td><td>25μm ポリエステル・テープ 1回</td></tr><tr><td>外周</td><td>50μm ポリエステル・テープ 2回</td></tr></table>			P'とP $\frac{1}{2}$ の間	25μm ポリエステル・テープ 1回	P $\frac{1}{2}$ とSの間	50μm ポリエステル・テープ 2回	SとP $\frac{2}{2}$ の間	50μm ポリエステル・テープ 2回	P $\frac{2}{2}$ とP'の間	25μm ポリエステル・テープ 1回	外周	50μm ポリエステル・テープ 2回														
P'とP $\frac{1}{2}$ の間	25μm ポリエステル・テープ 1回																										
P $\frac{1}{2}$ とSの間	50μm ポリエステル・テープ 2回																										
SとP $\frac{2}{2}$ の間	50μm ポリエステル・テープ 2回																										
P $\frac{2}{2}$ とP'の間	25μm ポリエステル・テープ 1回																										
外周	50μm ポリエステル・テープ 2回																										
インダクタンス (測定値)	<table><tr><td>1次巻線 P$\frac{1}{2}$ + P$\frac{2}{2}$ = 2.44mH</td></tr><tr><td>1次巻線のリーケージ・インダクタンス = 6μH (2次側Sショートで測定)</td></tr><tr><td>リセット巻線 P'' = 2.39mH</td></tr><tr><td>リセット巻線のリーケージ・インダクタンス = 19μH (2次側Sショートで測定)</td></tr></table>			1次巻線 P $\frac{1}{2}$ + P $\frac{2}{2}$ = 2.44mH	1次巻線のリーケージ・インダクタンス = 6μH (2次側Sショートで測定)	リセット巻線 P'' = 2.39mH	リセット巻線のリーケージ・インダクタンス = 19μH (2次側Sショートで測定)																				
1次巻線 P $\frac{1}{2}$ + P $\frac{2}{2}$ = 2.44mH																											
1次巻線のリーケージ・インダクタンス = 6μH (2次側Sショートで測定)																											
リセット巻線 P'' = 2.39mH																											
リセット巻線のリーケージ・インダクタンス = 19μH (2次側Sショートで測定)																											

どを検討してください。

表 1 に製作するトランスの仕様とインダクタンスの測定値をまとめます。

● 巻線と線径の決定

▶ 1 次巻線 P の巻数と線径

入力電圧の範囲全体を通して、鉄損＝銅損を満足することは不可能です。鉄損＝銅損を満足する入力条件と出力条件が与えられたとき、入力電圧が高くなるほどまた出力電流が小さくなるほど鉄損の割合が増えます。

鉄損は磁束密度変化量の 2.4 乗に比例するため、鉄損を小さくするには磁束密度変化量を小さくする必要があります。例えば磁束密度変化量を 25 % 減らすと鉄損は 50 % 減ることになります。

いっぽう電圧時間積の関係(Appendix の 1 参照)から磁束密度変化量 ΔB は、

$$\Delta B = \frac{V \cdot t}{n \cdot S} \quad \dots\dots\dots (10)$$

と表すことができますから、巻数 n を増やせば減ることがわかります。

したがって、鉄損を小さくするには巻数を増やせばよいことがわかります。

ところが、同じスペースで巻数を増やすには線径を細くし、線を長くしなければならないため銅線の抵抗が巻数の 2 乗に比例して増え、銅損が増えることとなります。銅の抵抗を下げるために太い線径を用いるとボビンに巻ける回数が減り、鉄損が増えることとなります。

このように鉄損は巻数の 2.4 乗に反比例し、銅損は巻数の 2 乗に比例して増えるため、鉄損＋銅損の合計が最も小さくなる巻数を選ぶのがトランス全体のエネルギー・ロスを減らし、温度上昇を抑えるうえで必要となります。

入力電圧が AC 85 V から 132 V までとやや広い場合は、入力電圧が大きいほうで鉄損を、また小さいほうで銅損を制限することにより、入力電圧全体を通してトランスのパワー・ロスを設計値内に収めることができます。

例えば、AC 132 V で鉄損が 1.0 W、AC 85 V で銅損が 1.0 W であれば AC 85～132 V の入力範囲でトランス全体のロスが 2 W 以下に収まります。

EI33/29/13 の場合は温度上昇を 40°C 以下に抑えるための最大のパワー・ロスが 2.2 W です。[p.127 の図 7 (a)参照]、AC 132 V のときの鉄損を 1.0 W、AC 85 V のときの銅損も 1.0 W として巻数と線径を選びました。こうしておけばトランスのロスが 2 W を超えることがなく、温度上昇は 40°C 以下に抑えることができます。AC 110 V 前後で出力 10 A のとき、鉄損＝銅損になると思われます。

なお、鉄損と銅損の求めかた、カタログ値の利用の方法は Appendix の 3 にまとめました。その結果によれば 1 次巻線 P の巻数が 46 回、線径が 0.4 mmφ となります。

次に、この巻数で励磁電流による飽和が発生しないかどうか確認する必要があります。その確認は次の式で行います。

$$V_{IN} \cdot T_{ON} < n_P \cdot (B_S - B_r) \cdot S \quad \dots\dots\dots (11)$$

B_S : 飽和磁束密度

B_r : 残留磁束密度

S : コアの最小断面積

上の式に、

$V_{IN} = 185 \text{ V}$ (最大入力電圧)

$T_{ON} = 4.0 \mu\text{s}$ (185 V 時の 1 次側の ON 期間)

$n_P = 46$ ターン

$B_S - B_r = 270 \text{ mT}$ (PC30 の場合、T: テスラ)

$S = 110 \text{ mm}^2$

を単位に注意して代入します。計算は省略しますが、式が成立していることが確認できます。

また、1 次巻線のインダクタンスが Appendix の (13) 式を満足する必要があります。すなわち、

$$L_P < \frac{V_{IN} \cdot T_{ON} \cdot n_P}{1.5} \quad \dots\dots\dots (12)$$

に、

$V_{IN} = 105 \text{ V}$ (最小入力電圧)

$T_{ON} = 5.0 \mu\text{s}$ (105 V 時の 1 次側の ON 期間)

$n_P = 46 \text{ t}$

を代入して次の条件を得ます。

$$L_P < 16.1 \times 10^{-3} \text{ (H)} \quad \dots\dots\dots (13)$$

EI33/29/13 ではギャップがゼロで、46 ターン巻いても上の式は満足します。ただし、インダクタンスが大きいと無負荷時の発振周波数の下がりがたも大きい。ため、50 μm のスペース・ギャップを挿入して調整します。

▶ 補助巻線 P' の巻数と線径

補助巻線の電圧が 5 V ぐらいになるように巻数を決めます。1 ターンでは最小 2.2 V となり、電圧が足りませんので 2 ターンとします。線径は 0.35 mmφ とします。

▶ リセット巻線 P'' の巻数と線径

リセット巻線は発振のデューティ比を決定します。1:1 のデューティ比を得るために 1 次巻線の巻数と同じ 46 回とします。リセット巻線を通る電流の実効値は AC132 V のときに最大となり、その値は約 0.12 Arms です。0.2 mmφ の線径とします。

▶ 2 次側巻線 S の巻数と線径

1 次側の発振が 1:1 であってもマグ・アンプのデッド・アングルのため、2 次側のデューティ比は 0.4 以下になります。そこで、2 次巻線の巻数 n_S を前述の式

に2次側ダイオードによる電圧ドロップ分 V_d を含め、

$$n_s = \frac{n_p}{V_{IN}} \cdot \left(\frac{V_o}{0.4} + V_d \right) \dots\dots\dots (14)$$

として求めます。

この式に代入する値は V_{IN} は最小値 105 V とし、 V_d はショットキ・バリヤ・ダイオードの V_F である 0.55 V とします。 n_p はすでに求めた 46 ターンとして計算すると、

$$n_s = \frac{46}{105} \times \left(\frac{5.0}{0.4} + 0.5 \right) \approx 5.7 \dots\dots\dots (15)$$

となりますので 6 ターンとします。

2 次側の電流の実効値は V_{IN} が最小値 105 V のときに最大となり、その値は出力電流が 10 A のとき約 6.3 A となります。線径については 0.35 mmφ を 9 本パラレルにして使用します。2 次巻線の線径の決め方については Appendix の [3] を参照してください。

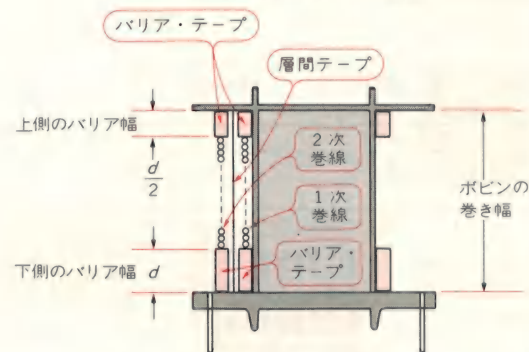
● トランス T_1 の巻き方

トランスの 1 次-2 次間の安全規格をクリアし、かつ良好なカップリングが得られるようにくふうします。入力電圧範囲が AC85~132 V で米国の商用公称電圧もカバーしているので、安全規格も UL478 に準拠するようにします。米国は寸法の単位にインチを使用しており、1 次側(充電部)と 2 次側(非充電部)の間の空間および沿面距離を 1/8 インチ(約 3.2 mm)と規定しています。

トランスにおいてこの距離を保たなければならない部分は、1 次巻線またはその引き出し線と 2 次巻線またはその引き出し線の間、およびそれらとコアの間になります。

そこで、図 13 に示すようにボビンの巻幅を決める両端から距離をあけて(バリヤと呼ぶ)巻き始め、また

〈図 13〉巻線の基本的な方法



- ・ ピンのあるほうの下側のバリヤ幅は規定されている沿面距離とする。
(沿面距離は層間テープに沿ったバリヤ幅)
- ・ 上側のバリヤ幅は下側の半分でよい。
(沿面距離は層間テープに沿ってバリヤ幅を往復した距離となる)

巻き終わるようにします。今回はテープによってバリヤを設けることにします。

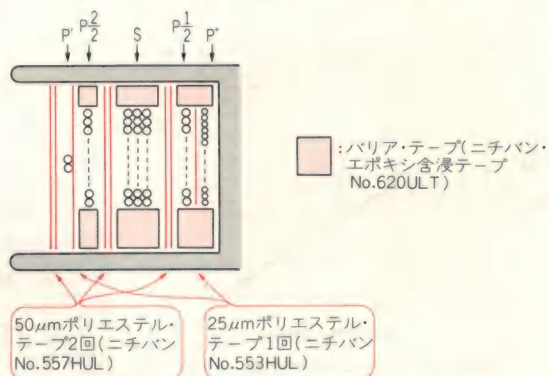
ボビンのピンのある下側に 3.2 mm 幅のテープを巻き、上側に 1.6 mm 幅のテープを巻いて沿面距離を確保すればよいのですが、多少の余裕があるのでそれぞれ 4.0 mm 幅と 2.0 mm 幅のテープを用いています。使用したテープはニチバンのエポキシ含浸テープ No. 620ULT です。

安全規格には 1 次巻線と 2 次巻線の層間のテープについて具体的な規定はされていませんが、耐電圧試験の電圧(AC1250 V)に 1 分間絶縁破壊することなく耐えなければならないことになっています。なお、この試験はトランスの温度上昇が平衡状態に達してから行われます。今回のトランスでは、1 次-2 次巻線間のテープとしてニチバンの No.557HUL(テープ厚 50 μm)を使い 2 回巻いています。

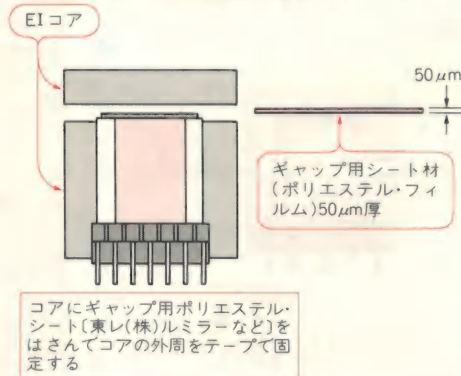
1 次-2 次間のカップリングをよくするために、1 次巻線を分割してサンドイッチ構造とします。以上をまとめてトランスのボビンの断面を図 14 に示しました。

またコアを組み立てるときには、ギャップが必要なので図 15 に示すような方法で 50 μm の厚みのポリエステル・フィルムなどによりスペース・ギャップを作

〈図 14〉絶縁トランス T_1 のボビン断面図



〈図 15〉EI コアのスペース・ギャップの作り方



ります。

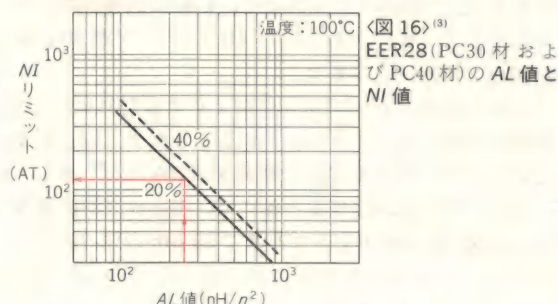
1次-2次間の安全規格に関して日本の電気用品取締法がIEC950に準拠するようになると、多少変更しなければならぬ点が出てきます。第12章を参考にしてください。

チョーク・コイルT₂の作り方

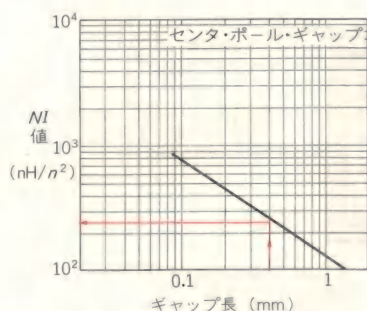
● 巻数の求め方

チョーク・コイルは、

- ① 最大出力電流の10%で臨界電流となるようにインダクタンス L を決める。
- ② ピーク電流で飽和しないようにコア、巻数、ギャップ

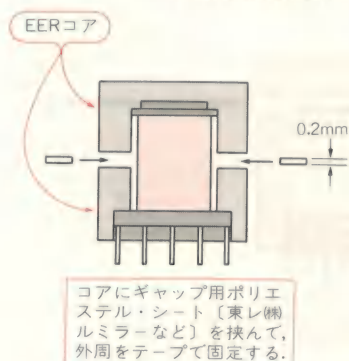


(a) ギャップとNI値(代表値)



(b) ギャップとAL値(代表値)

<図17> EERコアのスペース・ギャップの作り方



ップを選ぶ。

の2点に基づいて作ります。

①については(9)式により、

$$L = \frac{5.0 \times 6.5 \times 10^{-6}}{2 \times 1.0} = 16.3 \times 10^{-6} \text{ (H)} \dots\dots\dots (16)$$

と求められます。

ここで、出力電圧を5.0V、 T_{OFF}' を 6.5×10^{-6} sec、出力電流の10%値を1.0Aとしました。

すなわち、インダクタンスはピーク電流2A(I_0)で15μH以上であればよいといえます。

②については次のように選びます。コアとしてEER28(TDK)を使用します。EER28のAL値とNI値のグラフを図16に示します。

ギャップは0.2mmのスペース・ギャップとします(図17)。AL値はセンタ・ギャップに換算して約0.4mmですので、グラフより約250nH/n²と求められます。そこで上の16.3μHを得るのに、8.1ターン($16.3 \times 10^{-6} = 250 \times 10^{-9} \times 8.1^2$)必要となります。AL値が250nH/n²のときのNIリミット(巻数×電流)が約120ATですので、8.5ターン巻いた場合も14Aとれ、飽和についても問題ありません。

なお、臨界電流のピーク値が2Aですので、最大電流10Aのときのピーク値は約11Aです。

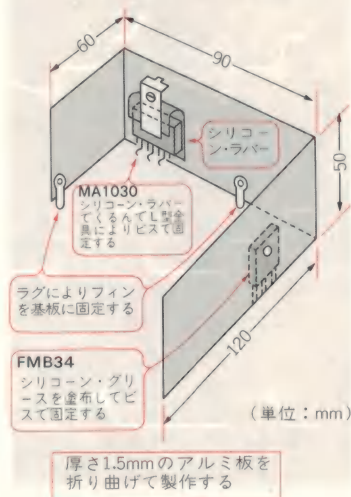
● 実際に巻く方法

巻線材については0.2mm厚で13mm幅の銅板を用います。銅板の両端には別の銅線をはんだ付けし、この銅線でピンと接続します。銅板の片面には25μm厚で16mm幅のポリエステル・テープをはり付けて絶

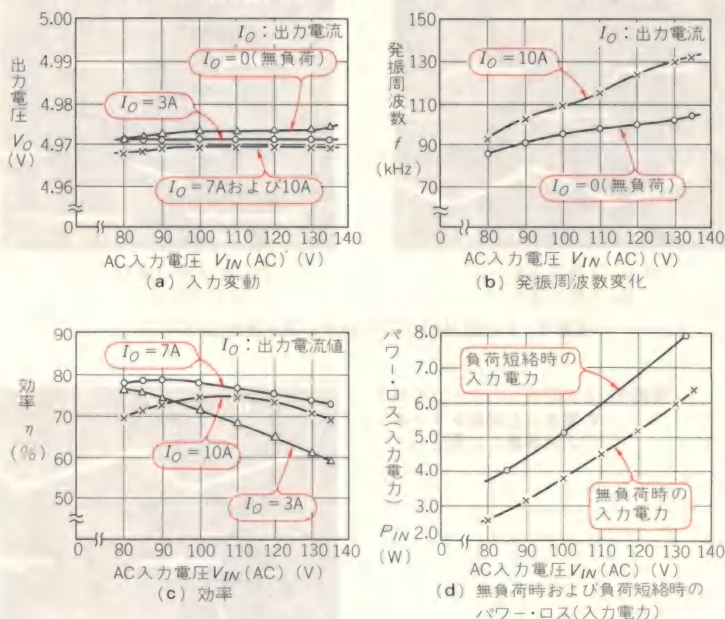
<表2> チョーク・コイルT₂の巻線仕様とインダクタンスの測定結果

コア形状	EER28								
コア材質	PC30(1BH _{2C1} 材)								
ボビン	BEER28-1110CP								
ギャップ	0.2mmスペース・ギャップ								
巻線仕様	<table border="1"> <tr> <td>導体</td><td>銅板0.2mm(t)×13mm(w)</td></tr> <tr> <td>引き出し線</td><td>0.35mmφ×2本パラレル</td></tr> <tr> <td>巻数</td><td>8.5回</td></tr> <tr> <td>ピン</td><td>②→⑦</td></tr> </table>	導体	銅板0.2mm(t)×13mm(w)	引き出し線	0.35mmφ×2本パラレル	巻数	8.5回	ピン	②→⑦
導体	銅板0.2mm(t)×13mm(w)								
引き出し線	0.35mmφ×2本パラレル								
巻数	8.5回								
ピン	②→⑦								
巻線構造	<p>引き出し線をあらかじめはんだ付けしておく</p> <p>図では銅板どうしが離れているが、実際に巻くときには密着して巻く</p> <p>25μm厚16mm幅のポリエステル・テープ</p> <p>0.2mm厚13mm幅の銅板(中央に巻く)</p>								
インダクタンス	20μH(測定値)								

〈図 18〉 ヒート・シンクの例



〈図 19〉 製作した FCC 方式スイッチング・レギュレータの特性の測定結果



緑します。また、このような銅板を巻く場合、丸いボ
ビンの EER タイプが適しています。

T₂ の巻線仕様とインダクタンスの測定結果を表 2
に示します。

回路の製作と測定結果

● 製作上の注意点

トランスの巻数と鉄損・銅損の関係

いま、与えられたコアに巻線を巻けるだけ巻くこ
とを前提として、鉄損と銅損がどのように変化する
かを考えてみます。

鉄損はコアの内部で電磁エネルギーが熱に変化して
生じるものですが、これは巻数を増すほど磁束の変
化の幅 (ΔB) が小さくなることにより、損失ぶんの割
合は減っていきます。

銅損はコイルの銅線の抵抗により生じる熱による
損失です。同じコアに巻線を巻くことを考えると、巻
くことのできる面積(トランスの窓)は一定ですので、
巻数を多くするほど比例して線長が長くなり、また
巻線を細くする必要があることから銅線の抵抗が大
きくなり、銅損が増えます。

トランスの全体の損失を P とすると、これらの関
係をおおよそ次のように表すことができます。

$$P = \frac{k_i}{n^{2.4}} + k_c n^2$$

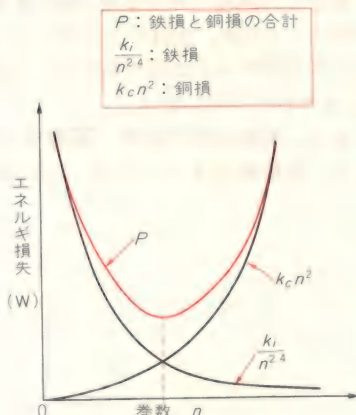
ここで n は巻数、 k_i 、 k_c は係数とします。

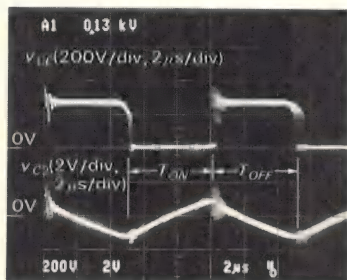
この式の第 1 項は鉄損を表しており、第 2 項は銅
損を表しています。これを巻数と損失の関係として

グラフにすると図 A のようになります。このグラフ
から、鉄損と銅損の合計がある n のときに最小にな
ることがわかります。

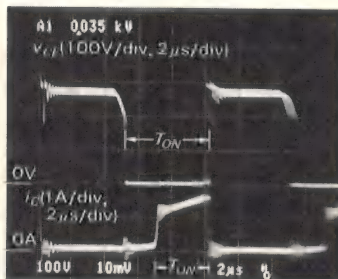
このトランスの損失がいちばん小さいときの巻数
 n の値は、鉄損と銅損の値がほぼ等しいときの値と
なります。

〈図 A〉
トランスの巻数と
鉄損・銅損の関係





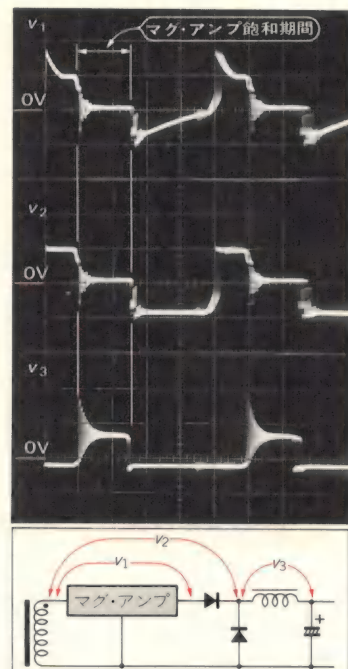
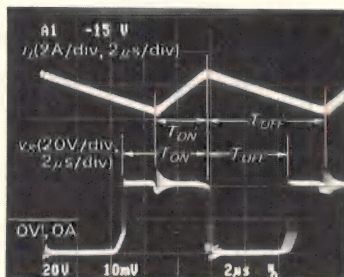
(a) v_{CE} (2番-4番ピン)と
 v_{C2} (4番-6番ピン)



(b) v_{CE} (2番-4番ピン)と
 i_C (2番ピン)

〈写真3〉1次側 MA1030 まわりの測定波形(図8参照)

〈写真5〉2次側チョーク・コイル T_1
の電流 i_L と絶縁トランス T_2
の2次巻線Sの電圧 v_S



〈写真4〉2次側マグ・アンプまわりの
測定波形(20 V/div, 2 μs/div)

プリント基板(図2)の空きスペースは12 Vまたは24 V出力を追加する場合に使います。ヒート・シンクは1次側のICと2次側のショットキ・バリア・ダイオードに必要となりますが、図18に示すようなひとつのヒート・シンクを共用します。

ICは絶縁パッケージになっていますが、プラスチックのボディにクラックが発生したときには絶縁規格を満足しなくなりますので、ヒート・シンクに実装する際はシリコン・ラバーでできた絶縁シートをICとヒート・シンクの間にはさむようにします。絶縁シートはICのボディの縁から4 mm以上はみ出すようにします。

● 製作した電源の特性

製作した電源の測定結果を図19(a)~(d)に示します。図(a)に入力変動、図(b)に周波数変化、図(c)に効率、図(d)に無負荷時および負荷短絡時の入力電力(パワー・ロス)をそれぞれ示します。

また、回路各部の波形を写真3から写真5に示します。波形測定はすべてAC入力100 V、出力7 Aで

行いました。

*

*

マグ・アンプ・ユニットができたことにより、スイッチング電源が一段とシンプルな回路ででき上がることになりました。1次側が200 Wの容量であれば2次側にマグ・アンプ・ユニットを複数個ぶらさげて5 V、12 V、24 V、またそれらの負出力を容易に得ることができます。

また設計が容易であることから多品種少量生産に適しています。

なお、マグ・アンプ・ユニットの最大電圧時間積がもう少し大きな値だと設計がより楽になるように思えました。

● 参考文献

- (1) MA1030, スイッチング電源用ICパワーモジュールMA1000シリーズ技術資料, 1989年4月, 新電元工業㈱。
- (2) TMCU05V10RC, マグアンプ制御ユニット, TMCUシリーズ, Version C, TDK ㈱。
- (3) TDK Ferrite Cores for Power Supply and EMI/RFI Filter, カタログNo.BAE030A, 1989.5。

マグ・アンプの動作とFCC方式SWレギュレータの回路設計と基礎計算

1 マグ・アンプのスイッチング動作

● 可飽和リアクトルの性質

一般のトランスに用いるコアに対して、可飽和リアクトルに用いられるコアの材質は透磁率が大きく、角形比の大きいB-H曲線(角形ヒステリシス特性)をもっています。

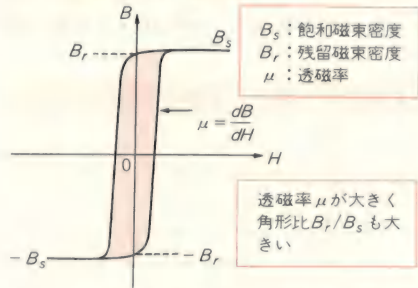
図1の(a)と(b)にその違いをわかりやすく示します。図(a)は可飽和リアクトルに用いるコアで、透磁率 μ が大きく、また飽和磁束密度 B_s と残留磁束密度 B_r の差が小さい角形を示しているのが特徴です。図(b)は一般のトランスに用いるコアです。

可飽和リアクトルは、飽和するまではたいへん大きなインダクタンスを示しますが、飽和後はたいへん小さなインダクタンスを示します。飽和するまでの時間については、電圧時間積(VT積)により、

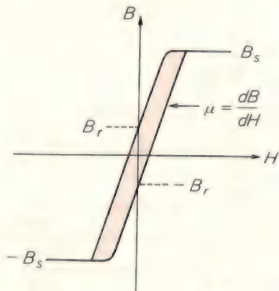
$$V \cdot t = n \cdot \Delta B \cdot S \dots\dots\dots(1)$$

V：可飽和リアクトル両端にかかる電圧

〈図1〉 可飽和リアクトルと一般のトランスに用いるコアの特性の違い



(a) 可飽和リアクトルに用いるコアのB-H曲線



(b) 一般のトランスに用いるコアのB-H曲線

t：飽和するまでの時間

n：コイルの巻数

S：コアの断面積

ΔB ：飽和するまでの磁束密度変化量

と表されますが、実際に飽和するまでにどのように物理量に変化していくのか、図2のモデル回路を使って(1)式を導いてみることにします。

● 可飽和リアクトルのスイッチング動作

図2の(a)に示した回路は、直流電源V、直列抵抗成分r、トロイダル・コアに巻かれた可飽和リアクトルLおよびスイッチSからなっています。図2の(b)はスイッチ投入後の電流の変化を示したもので、投入後 τ 秒後に飽和していることを示しています。

飽和する前の電流は、

$$i = \frac{V}{L} \cdot t \dots\dots\dots(2)$$

i：コイルに流れる電流

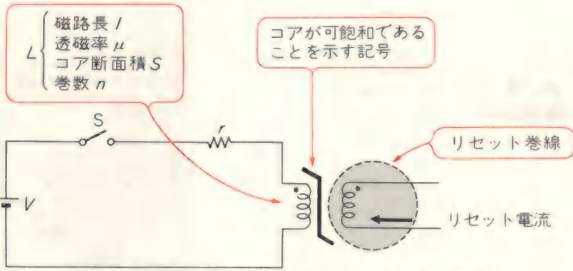
L：飽和前のインダクタンス

t：時間

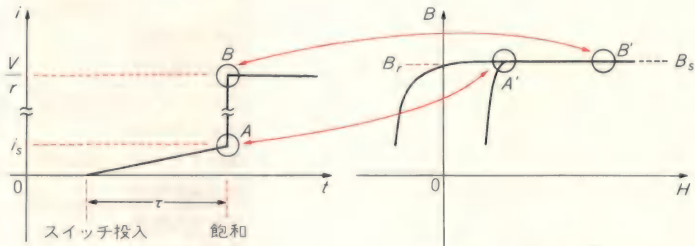
と表すことができます。ここでは直列抵抗成分は小さいので無視しています。

飽和直前の電流は i_s ですが、飽和直後は垂直にV/r

〈図2〉 可飽和リアクトルの飽和のプロセス



(a) 可飽和リアクトルが飽和するまでの時間を測定するための回路モデル



(b) 電流の変化とヒステリシス・カーブの位置

まで立ち上がります。 i_s の点Aと V/r の点Bは、ヒステリシス・カーブの点A'とB'にそれぞれ対応しています。また、 $i_s \ll V/r$ ですので、 V/r のレベルから i_s をみた場合は i_s は無視できるほど小さいといえます。

したがって $t=\tau$ で、スイッチが入ったのと同じ現象とみることができます。スイッチが入るまでの時間 τ と i_s の関係は(2)式を用いて、

$$i_s = \frac{V}{L} \cdot \tau \quad \dots\dots\dots(3)$$

と表すことができます。

● 可飽和リアクトルの最大電圧時間積

いっぽう、飽和直前の磁束密度 B_s は i_s を用いて、

$$B_s = \frac{n \cdot i_s \cdot \mu}{l} \quad \dots\dots\dots(4)$$

l : コアの磁路長

μ : コアの透磁率

と表すことができます。また飽和前のインダクタンス L は、

$$L = \frac{n^2 \cdot S \cdot \mu}{l} \quad \dots\dots\dots(5)$$

と表すことができます。

(3)式に(4)式に(5)式を代入すると、

$$V \cdot \tau = n \cdot B_s \cdot S \quad \dots\dots\dots(6)$$

を得ることができます。

(1)式は(6)式を一般的にしたものといえることができます。すなわち、(6)式は磁束密度がゼロから飽和するまでの電圧時間積を示していますが、(1)式は任意の磁束密度から飽和磁束までの電圧時間積を示しています。

● 可飽和リアクトルのリセット電流

いったん飽和した可飽和リアクトルは、逆方向に電流を流す(これをリセット電流という)ことにより任意の磁束密度にもどすことができます。

リセット電流によって引きもどされる磁束密度のぶんと ΔB とすると ΔB は最小 $B_s - B_r$ から、最大 $B_s + B_r$ まで任意の値がとれることになります。

可飽和コアは、飽和後にリセット電流を流さなければ、 ΔB は最小の値である $B_s - B_r$ を維持し、飽和後に逆方向に飽和するまでリセット電流を流せば、 ΔB は最大の値である $B_s + B_r$ となります。それらの中間リセット電流を流せば、それなりの ΔB を与えることができます。

ΔB の最小値をゼロにできないのは、飽和後に順方向電流がいったんカット・オフされると、磁束密度も B_s から B_r にもどってしまうからです。 ΔB の最小がゼロにならないため、本文でも説明したデッド・アングル DA が発生します。

さて、(1)式より、マグ・アンプがONするまでの時間 τ は、

$$\tau = \frac{n \cdot \Delta B \cdot S}{V} \quad \dots\dots\dots(7)$$

と表すことができます。

マグ・アンプが定電圧制御を行うためには、 τ はデッド・アングルと呼ばれる最小値から、1次側の T_{ON} かそれ以上の値までカバーしなければなりません。

例えば、1次側が125 kHzで1:1の発振を行い、2次巻線の電圧の正の値が25 Vの場合は、 T_{ON} が4 μ s、 V が25 Vであることから、 $n \cdot \Delta B \cdot S$ の最大値は100 $V\mu$ s以上でなければなりません。 $n \cdot \Delta B \cdot S$ の最大値

〈表 1〉⁽¹⁾

マグ・アンプ・ユニット(TDK)の電氣的特性ほか

項 目	略号	TMCU05V10RC	TMCU12V4R0C	単位
最大入力電圧	$V_{I\max}$	± 40	± 80	V
最大入力電圧時間積	VT	100	240	$V\mu$ s
出力電圧	V_o	5	12	V
出力電流	I_o	10	4	A
過電流保護開始電流	I_{ocp}	11~15	4.4~6*	A
短絡時制限電流(max)	I_s	5	8	A
出力電圧設定精度		± 1		%
入力変動特性		± 1		%
入力範囲		(15~30V)	(33~60V)	
負荷変動特性		± 1		%
負荷範囲		(1~100 %)		
温度変動特性		± 1		%
総合変動特性		± 3		%
デッド・アングル(max)	DA	20		%
温度上昇(max)	ΔT	40		°C
適用スイッチング周波数	f_s	100 \pm 10		kHz
使用温度範囲	T_{ao}	-10~+60		°C
保存温度範囲	T_{as}	-20~+80		°C
重量(max)		15		g

* 8番-9番端子間をショートした条件にて測定

は**最大電圧時間積**と呼ばれ、発振周波数やトランス T_1 の巻数比の決定に大きくかかわってきます。

● マグ・アンプ・ユニットの動作について

表 1 に TDK のマグ・アンプ・ユニットの電気的特性を示します。

今回使用した TMCU05V10RC (5 V・10 A) は電圧時間積の最大定格が $100 \text{ V}\mu\text{s}$ と規定されています。先ほど例として示しましたが、 T_{ON} が $4 \mu\text{s}$ であれば、2 次巻線の電圧は 25 V 以下になるように巻数比を決める必要があります。

入力電圧が高くなるに従って、1 次側の発振周波数が少し高くなるような発振回路を採用すれば、 T_{ON} が小さくなる分だけ 2 次巻線の電圧も高くできますので、**入力電圧範囲を広げることができます。**

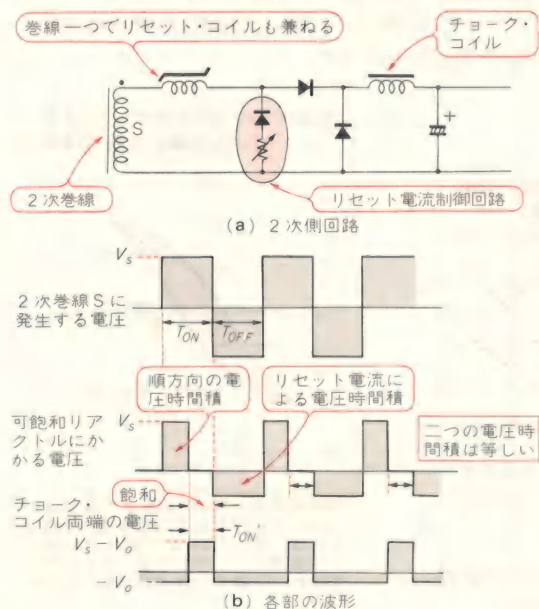
110 ページの図 1 の回路では入力電圧の上昇にともなって発振周波数が多少高くなるようになっていきますので、AC 85 ~ 132 V をカバーできます。発振に関する詳しい内容については次節を参照してください。

● マグ・アンプ・ユニットの定電圧制御のしくみ

可飽和リアクトルによる定電圧制御は、**残留磁束密度によって変わる電圧時間積を利用して、ON 時間 (T_{ON}) を制御する**ものですが、ここではもう少し具体的な動作を調べてみることにします。

2 次側の回路と 2 次巻線に発生する電圧、可飽和リアクトルにかかる電圧およびチョーク・コイル両端の電圧を図 3 (a) と (b) に示します。回路の可飽和リアクトルにリセット巻線はありませんが、**ひとつの巻線でリセット巻線を兼ねています**。リセット電流制御回路は、ダイオードと可変抵抗で簡略化されていますが、

〈図 3〉 マグ・アンプを使用した 2 次側回路の各部の波形



可変抵抗は出力電圧がフィードバックされることによりゼロから無限大まで変化できるものとします。

2 次巻線の電圧が正 (V_s) のとき、可飽和リアクトル両端にはコアが飽和するまで、 V_s そのものがかかります。コアが飽和すると、可飽和リアクトル両端の電圧はゼロまで下がり、代わりに、チョーク・コイル両端に $V_s - V_o$ の電圧がかかります。チョーク・コイル両端に $V_s - V_o$ がかかっている時間は、1 次側の T_{ON} から可飽和リアクトルが飽和するまでの時間を差し引いたものとなります。

また、可飽和リアクトルが飽和するまでの時間はリセット電流に比例します。したがって、出力電圧が上がろうとしたときに、リセット電流が増えるようなフィード・バック回路を作れば定電圧制御ができることになります。

飽和するまでの時間 τ は (7) 式で表されるので、それを用いて 2 次側のマグ・アンプの ON 時間 T_{ON}' は、

$$T_{ON}' = T_{ON} - \frac{n \cdot S}{V_s} \cdot \Delta B \quad \dots\dots\dots (8)$$

と表されます。

いっぽう、出力電圧 V_o は、

$$V_o = \frac{T_{ON}'}{T} \cdot V_s$$

$$= \frac{1}{T} (V_s \cdot T_{ON} - n \cdot \Delta B \cdot S) \quad \dots\dots\dots (9)$$

と表すことができます。

この式からも出力電圧が ΔB 、すなわちリセット電流によって制御できることがわかります。

また、(9) 式が、負荷短絡時 ($V_o = 0$) でも成立するためには、 $n \cdot \Delta B \cdot S$ の最大値である最大電圧時間積が、

$$V_s \cdot T_{ON} < \text{最大電圧時間積} \quad \dots\dots\dots (10)$$

を満足していなければならないこともわかります。

ΔB を最大値である $2 \times B_r$ まで上げるときにリセット電流は最大となりますが、そのリセット電流はトランス 1 次巻線の励磁エネルギーでまかなわれています。したがって、リセット電流と巻数の積 ($A \cdot T$) はトランス 1 次巻線の励磁電流のピーク値と巻数の積を超えることはできません。リセットに必要な電流と巻数の積は TMCU05V10RC の場合で 1.5 AT ですので、

$$n_P \cdot I_{CP} > 1.5 \quad \dots\dots\dots (11)$$

n_P : 1 次巻線の巻数

I_{CP} : 励磁電流のピーク値

が成立している必要があります。

1 次巻線のインダクタンスが大きいほど励磁電流のピーク値 I_{CP} は小さくなりますので、この値が大きすぎるとリセット不足の現象が生じます。

励磁電流のピーク値 I_{CP} は、

$$I_{CP} = \frac{V_{IN}}{L_P} \cdot T_{ON} \dots\dots\dots(12)$$

L_P : 1 次巻線のインダクタンス

V_{IN} : 入力電圧 (直流)

と表せますので、 L_P について、

$$\frac{V_{IN}}{L_P} \cdot T_{ON} \cdot n_P > 1.5$$

すなわち、

$$L_P < \frac{V_{IN} \cdot T_{ON} \cdot n_P}{1.5} \dots\dots\dots(13)$$

が成立していなければなりません。

2 1 次側の発振回路

発振の動作については本文で紹介したとおりですが、ここでは**発振周波数**がどのように決まるのかという点についてまとめることにします。

115 ページの図 8 (a) の回路において、 C_2 が OFF の期間に充電される電圧は、ダイオード D_1 と D_2 によってクランプされ、おおよそ -1.0 V となります (図 4)。この -1.0 V は Q_1 の ON 期間に充電され、OFF 直前にはおおよそ 0.85 V に達します。 C_2 の電圧が 0.5 V に達する前後から Q_2 に電流が流れ始め、 Q_1 のベース電流は減少し OFF に向かいます。

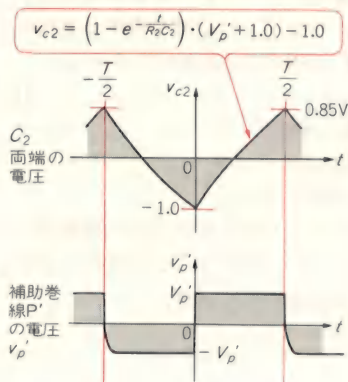
OFF 直前には Q_2 に 100 mA ほど流れるため、 $V_{BE(sat)}$ も大きくなり、 0.85 V まで上がります。

Q_1 の ON 期間 T_{ON} は、 C_2 両端の電圧が -1.0 V から 0.85 V まで変化するのに要する時間と考えられますから、この期間の指数関数を求めれば ON 時間が計算で求められます。この指数関数を導く式は省略しますが、ON 期間の C_2 両端の電圧 v_{C2} は、 -1.0 V となる時刻をゼロとして、

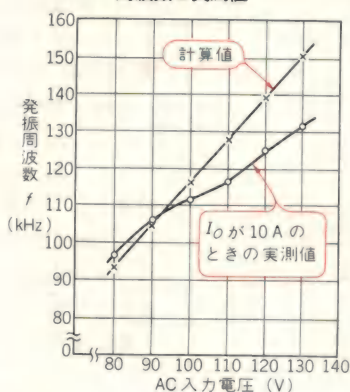
$$v_{C2} = (1 - e^{-\frac{t}{R_2 C_2}}) \cdot (V_P' + 1.0) - 1.0 \dots\dots\dots(14)$$

V_P' : 補助巻線の電圧

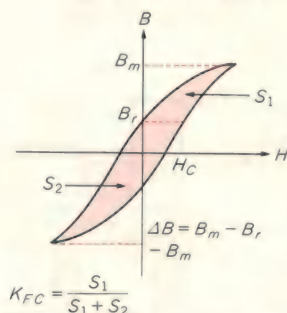
〈図 4〉 C_2 (図 8) 両端の電圧 v_{C2} と補助巻線の電圧 V_P'



〈図 5〉 計算によって求めた発振周波数と実測値



〈図 6〉⁽²⁾ コアの手ヒステリシスによるエネルギー損失 (鉄損) の考え方



磁束密度を $-B_m$ から B_m まで変化させるときの鉄損を $S_1 + S_2$ の面積で表すとすれば、 B_r から B_m まで変化させるときの鉄損は S_1 に相当する。 S_1 と $S_1 + S_2$ の比 K_{FC} は図 7 (b) のグラフのようになる。

で与えられます。

したがって、 v_{C2} が 0.85 V となるまでの時間 T_{ON} は、

$$T_{ON} = R_2 C_2 \cdot \ln \frac{V_P' + 1.0}{V_P' - 0.85} \dots\dots\dots(15)$$

で与えられます。発振が 1:1 であることから**周期 T** は、

$$T = 2 R_2 C_2 \cdot \ln \frac{V_P' + 1.0}{V_P' - 0.85} \dots\dots\dots(16)$$

と表すことができます。

求めた(16)式によって計算した発振周波数と測定した実際の発振周波数を図 5 に示します。

3 コアのカタログ値の見方と T_1 の設計

● 鉄損の求め方

トランスの巻線に交流を流したとき、コア内部の磁界 H と磁束密度 B は図 6 に示したように変化します。鉄損は**磁束密度のピーク値である B_m の 2.4 乗に比例**します。

図 6 は巻線に正負同じピーク値の電流を流したときの曲線ですが、今回製作したような一石コンバータ (スイッチングを行うトランジスタが 1 個で、トランス・コアの磁束の向きが一方方向にしか変化しないコンバータ) では負方向はゼロですから、**磁界 H の正の部分で磁束密度が変化**することになります。

コアのカタログに記載されているコア・ロス (鉄損) のデータは、**正負同じピーク値の電流 (正弦波) を流したときのもの**で、一石コンバータのように磁束密度が $B_m - B_r$ の変化をしている場合は、ピーク値が同じ B_m でも鉄損は小さくなります。

図 7 (b) のグラフは、磁束密度変化量が $B_m - B_r$ (一石コンバータ) の場合と、 $2B_m$ (正弦波) の場合の鉄損の比 K_{FC} を表したものです。

図7(c)は磁束密度と鉄損の関係をグラフにしたものですが、横軸の B_m は正の(または負の)ピーク値を表しており、変化量としては $2B_m$ です。

図7(d)は B_m と $B_m - B_r$ の関係を表しています。

これらの三つのグラフから、鉄損を1Wとしたいときに、磁束密度変化量 $\Delta B (= B_m - B_r)$ をどのような値に選べばよいか求めてみます。

まず図7(b)のグラフより100 kHzのときの比率を読み取ります。次に1Wをこの読み取った値の0.33で割った値の3.0Wに相当する磁束密度 B_m を図7(c)より読み取ります。温度は100°Cを適用します。この値は150 mTとなります。磁束密度150 mTに相当する磁束密度変化量 ΔB を図7(d)より求めます。温度は100°Cを適用します。値は130 mTと求まります。

磁束密度変化量を130 mTとするために必要な巻数 n は、

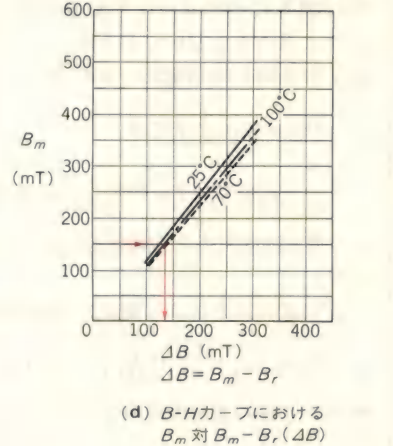
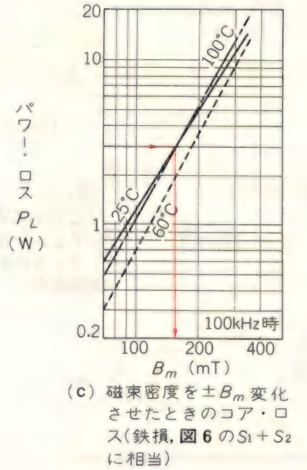
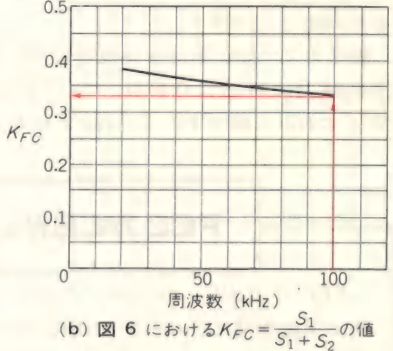
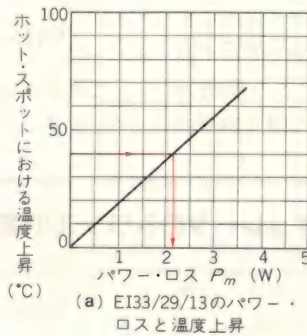
$$n = \frac{V_{IN} \cdot T_{ON}}{\Delta B \cdot S} \dots\dots\dots(17)$$

より求まります。この式に、

- $V_{IN} = 185 \text{ V}$ (最大入力電圧)
- $T_{ON} = 4.0 \mu\text{s}$ (185 V 時の T_{ON})
- $\Delta B = 130 \text{ mT}$
- $S = 123 \text{ mm}^2$ (カタログ値)

を代入すると、

〈図7〉⁽²⁾ コアのカatalog中のいろいろな特性図



$$n = \frac{185 \times 4 \times 10^{-6}}{130 \times 10^{-3} \times 123 \times 10^{-6}} \dots\dots\dots(18)$$

より n は46ターンと求まります。

● 銅損の求め方

銅損は銅線(巻線)の抵抗によるロスですが、銅線の抵抗を R 、実効電流を I とすれば、銅損 P_c は次式で求まります。

$$P_c = R \cdot I^2 \dots\dots\dots(19)$$

銅の抵抗率は、

- $1.69 \times 10^{-5} \Omega \cdot \text{mm}$ (20°C)
- $2.26 \times 10^{-5} \Omega \cdot \text{mm}$ (100°C)

ですから、抵抗は巻線の長さに応じて計算できますが、表4に示したJIS規格も参照してください。

また、銅線は高周波に対して表皮効果をもち、周波数が高いほど抵抗も大きくなります。その抵抗増加の倍率を図8に示します。高周波になると、電流は導体の表面近くをより多く流れようとするため、同じ断面積でもトータルの周囲長の長いほうが小さい抵抗を示します。したがって、例えば0.7 mmφの銅線1本より0.35 mmφの銅線を4本束ねて用いたほうが小さな抵抗となります。

1次巻線Pは0.4 mmφを46ターン巻きますが、線の長さは、図9に示したボビンの外形図より、初めの1/2の23ターンの外周は60 mm、残りの1/2の23

〈表2〉 2種ポリウレタン銅線の規格 (JIS C3202-1988)

導 体		最 小 被膜厚 (mm)	最大仕上 がり外径 (mm)	最大導体 抵抗 (20℃) (Ω/km)	導 体		最 小 被膜厚 (mm)	最大仕上 がり外径 (mm)	最大導体 抵抗 (20℃) (Ω/km)
径 (mm)	公 差 (mm)				径 (mm)	公 差 (mm)			
1.0	±0.012	0.017	1.062	22.49	0.22	±0.004	0.008	0.252	480.1
0.95	±0.010	0.017	1.008	24.87	0.21	±0.003	0.008	0.241	522.8
0.90	±0.010	0.016	0.956	27.71	0.20	±0.003	0.008	0.231	577.2
0.85	±0.010	0.015	0.904	31.11	0.19	±0.003	0.008	0.221	640.6
0.80	±0.010	0.015	0.852	35.17	0.18	±0.003	0.008	0.211	715.0
0.75	±0.008	0.014	0.798	39.87	0.17	±0.003	0.007	0.199	803.2
0.70	±0.008	0.013	0.746	45.84	0.16	±0.003	0.007	0.189	908.8
0.65	±0.008	0.012	0.694	53.26	0.15	±0.003	0.006	0.177	1037
0.60	±0.008	0.012	0.644	62.64	0.14	±0.003	0.006	0.167	1193
0.55	±0.006	0.012	0.592	74.18	0.13	±0.003	0.006	0.157	1389
0.50	±0.006	0.012	0.542	89.95	0.12	±0.003	0.006	0.147	1636
0.45	±0.006	0.011	0.490	112.1	0.11	±0.003	0.005	0.135	1957
0.40	±0.005	0.011	0.439	141.7	0.10	±0.003	0.005	0.125	2381
0.37	±0.005	0.010	0.407	165.9	0.09	±0.003	0.005	0.113	2959
0.35	±0.005	0.010	0.387	185.7	0.08	±0.003	0.005	0.103	3778
0.32	±0.005	0.010	0.357	222.8	0.07	±0.003	0.004	0.091	4990
0.30	±0.005	0.010	0.337	254.0	0.06	±0.003	0.004	0.081	6966
0.29	±0.004	0.009	0.324	273.9	0.05	±0.003	0.004	0.069	10240
0.28	±0.004	0.009	0.314	294.1	0.04	±0.002	0.003	0.056	15670
0.27	±0.004	0.009	0.304	316.3	0.03	±0.002	0.003	0.044	28870
0.26	±0.004	0.009	0.294	341.8	0.025	±0.002	0.003	0.037	42780
0.25	±0.004	0.009	0.284	370.2	0.020	±0.002	0.003	0.030	69850
0.24	±0.004	0.009	0.274	402.2					
0.23	±0.004	0.009	0.264	438.6					

ターンの外周は 80 mm と推定できるので、合計で 3220 mm となります。

表2 から 1 km あたりの抵抗は 141.7 Ω ですので、1 次巻線 P の抵抗は 0.46 Ω となります。この抵抗は 20℃における値ですので、100℃における値を前述の

抵抗率の比より、

$$0.46 \times \frac{2.26}{1.69} = 0.62 (\Omega) \quad \dots\dots\dots (20)$$

と求めます。表皮効果による増加分は小さいので省略します。

FCC 方式 SW レギュレータのトランスの巻線の実効電流の求め方

FCC 方式 SW レギュレータのトランスの 1 次巻線と 2 次巻線に流れる実効電流〔(21)式と(22)式〕は、波形が図 A に示すように矩形波に近いことから次のように求めることができます。

▶ 1 次巻線の実効電流の求め方

$$I_{P(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i_P^2 dt}$$

$$i_P \approx \frac{I_{IN}}{D} (T_{ON}' \text{ 期間}) \quad i_P = 0 (T_{OFF}' \text{ 期間})$$

ここで、 I_{IN} は入力平均電流、 D はデューティ T_{ON}'/T です。

上の式は次のように簡単に表せます。

$$I_{P(RMS)} \approx \sqrt{\frac{T_{ON}'}{T} \cdot \left(\frac{I_{IN}}{D}\right)^2} = I_{IN} \cdot \sqrt{\frac{1}{D}}$$

▶ 2 次巻線の実効電流を求める式

$$I_{S(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i_S^2 dt}$$

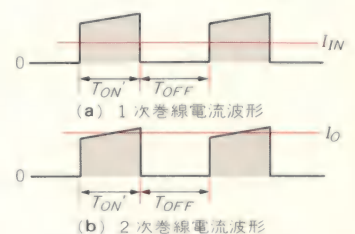
$$i_S \approx I_O (T_{ON}' \text{ 期間}) \quad i_S = 0 (T_{OFF}' \text{ 期間})$$

ここで、 I_O は出力電流です。

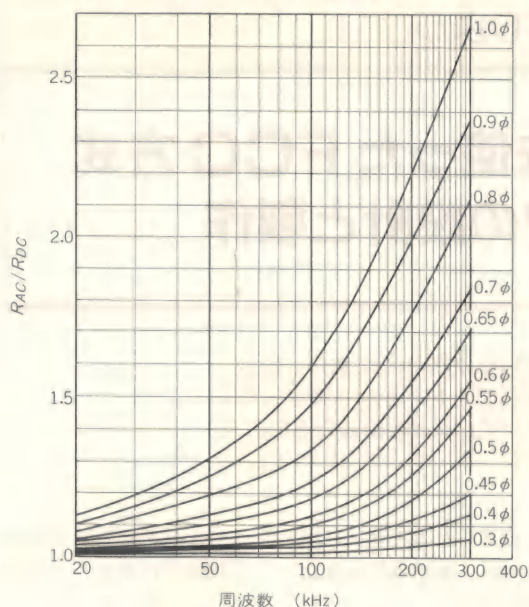
上の式は次のように簡単に表せます。

$$I_{S(RMS)} \approx \sqrt{\frac{T_{ON}'}{T} \cdot I_O^2} = I_O \cdot \sqrt{D}$$

〈図 A〉
FCC 方式 SW
レギュレータの
トランスの巻線
電流波形



〈図 8〉⁽²⁾ 表皮効果による抵抗増加率 (R_{AC}/R_{DC})



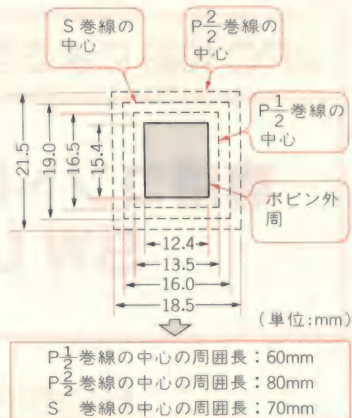
いっぽう、AC 85 V のときの 1 次巻線の実効電流 $I_{P(RMS)}$ は、

$$I_{P(RMS)} = \frac{50}{0.75 \times 105} \times \sqrt{\frac{1}{0.4}} \approx 1.0 \text{ (A)} \quad \dots\dots\dots(21)$$

ここで、出力電力を 50 W、効率を 0.75、AC85 V 時の整流平滑後の電圧を 105 V、デューティを 0.4 としました。1 次巻線による銅損は 0.62 W となります。

2 次巻線 S は 0.35 mmφ を 9 本束ねて 6 ターン巻きます。線の長さは、図 9 のボビンの外形より、外周が 70 mm ですので 420 mm となります。0.35 mmφ の 1 km あたりの抵抗は、表 2 より 185.7 Ω ですので、2 次巻線の抵抗は $8.7 \times 10^{-3} \Omega$ となります。これも 20 °C における値ですので、100 °C における値を前と同

〈図 9〉
製作した絶縁トランス T₁ のボビン [BE33/29/13-1112 CPL(TDK)] の巻線の構造



様に計算して求めます。この結果 $11.6 \times 10^{-3} \Omega$ と求まります。

いっぽう、2 次巻線の実効電流 $I_{S(RMS)}$ は、

$$I_{S(RMS)} = 10 \times \sqrt{0.4} \approx 6.3 \text{ (A)} \quad \dots\dots\dots(22)$$

ここで、出力電流を 10 A、デューティを 0.4 としました。これより、2 次巻線による銅損は 0.47 W となります。

1 次と 2 次の巻線抵抗による銅損の合計は 1.09 W となります。そのほかの巻線による銅損を加えてもそれほど増加はありません。

なお、1 次巻線の損失と 2 次巻線の損失をほぼ同じ値にするのが、全体の損失を小さくする巻き方ですが、ボビンの巻幅からバリア・スペースを差し引いた部分にぴったり巻けるように線径を選びますので多少の違いが出てきます。

●引用文献●

- (1) マグ・アンプ制御ユニット、TMCU シリーズ、Version C、TDK ㈱。
- (2) TDK ㈱、EI Cores for Switching Power Supply、DLJ84X002C、1984.10。

μPC 1099 による回路設計をマスターしよう

専用コントロール IC を使った FCC 方式
SW レギュレータの設計と製作

FCC 専用コントロール IC をその機能と使い方を中心に紹介します。起動回路や過電流保護回路は自励式の RCC と比べかなり異なっています。また、PWM のしくみやデッド・タイムなど他励式の FCC に見られる特徴を解説します。

FCC 方式は RCC 方式と比較して、トランスと2次側平滑コンデンサを小さくできるという特徴があります。その反面、回路が少し複雑になることや2次側にチョーク・コイルが必要になるという不利な点もあります。

しかし回路が複雑になるという点はコントロール回路の IC 化が進み、だんだんと解消されてきているようです。また専用コントロール IC も日本電気や三菱電機、日立製作所、松下電子工業などのメーカから出ています。そこでここでは日本電気の μPC1099 というコントロール IC を使った電源を紹介することにします。μPC1099 は μPC1094 の高機能型で、周辺回路をシンプルに構成することができます。

なお、第8章の回路と異なるのは、コントロール IC が内部で作り出す発振周波数によって、スイッチング周波数が固定される、いわゆる他励式であるという点です。コントロール IC から MOS FET のゲー

トに送られる ON と OFF のパルスのタイミングは出力電圧と基準電圧の差によって制御されます。この定電圧制御のしくみについては後ほど説明します。

● 1 次側制御と 2 次側制御

1 次側制御とは、コントロール IC 自体が動作するために必要とする電圧 (V_{CC}) を 1 次側で得て、同じ 1 次側にあるスイッチング・デバイスを直接制御することをいいます。しかしそのため、2 次側の電圧検出はフォト・カプラを介して行う必要があります。これに対して 2 次側制御とは、コントロール IC の V_{CC} を 2 次側で得て、1 次側にあるスイッチング・デバイスをパルス・トランスを介して駆動するものです。電圧検出は 2 次側で直接できるのでフォト・カプラはいりません。1 次側制御と 2 次側制御のブロック図を図 1 (a) と (b) にそれぞれ示します。

μPC1099 は 2 次側制御に応用することも可能ですが、1 次側制御に適しています。その理由のひとつに

〈図 1〉 FCC 方式スイッチング・レギュレータの 1 次側制御方式と 2 次側制御方式

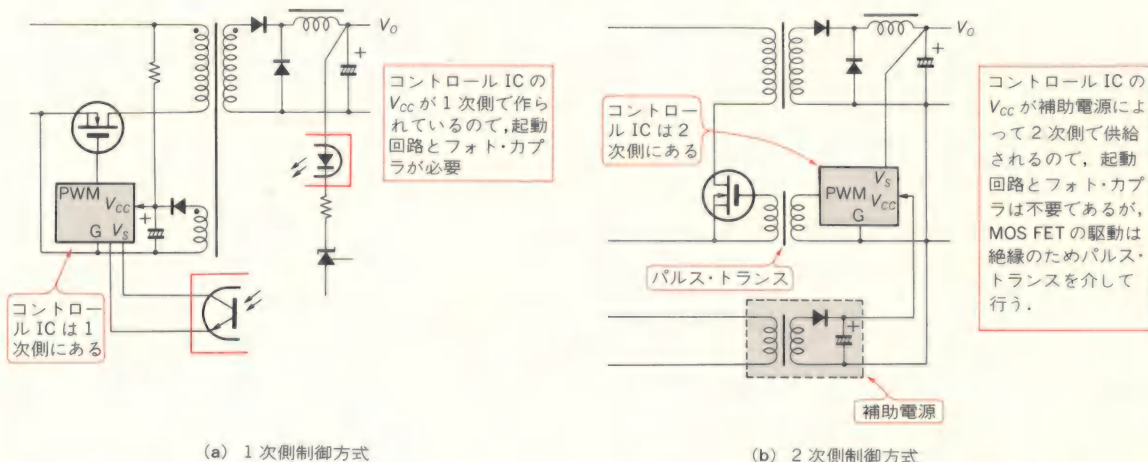
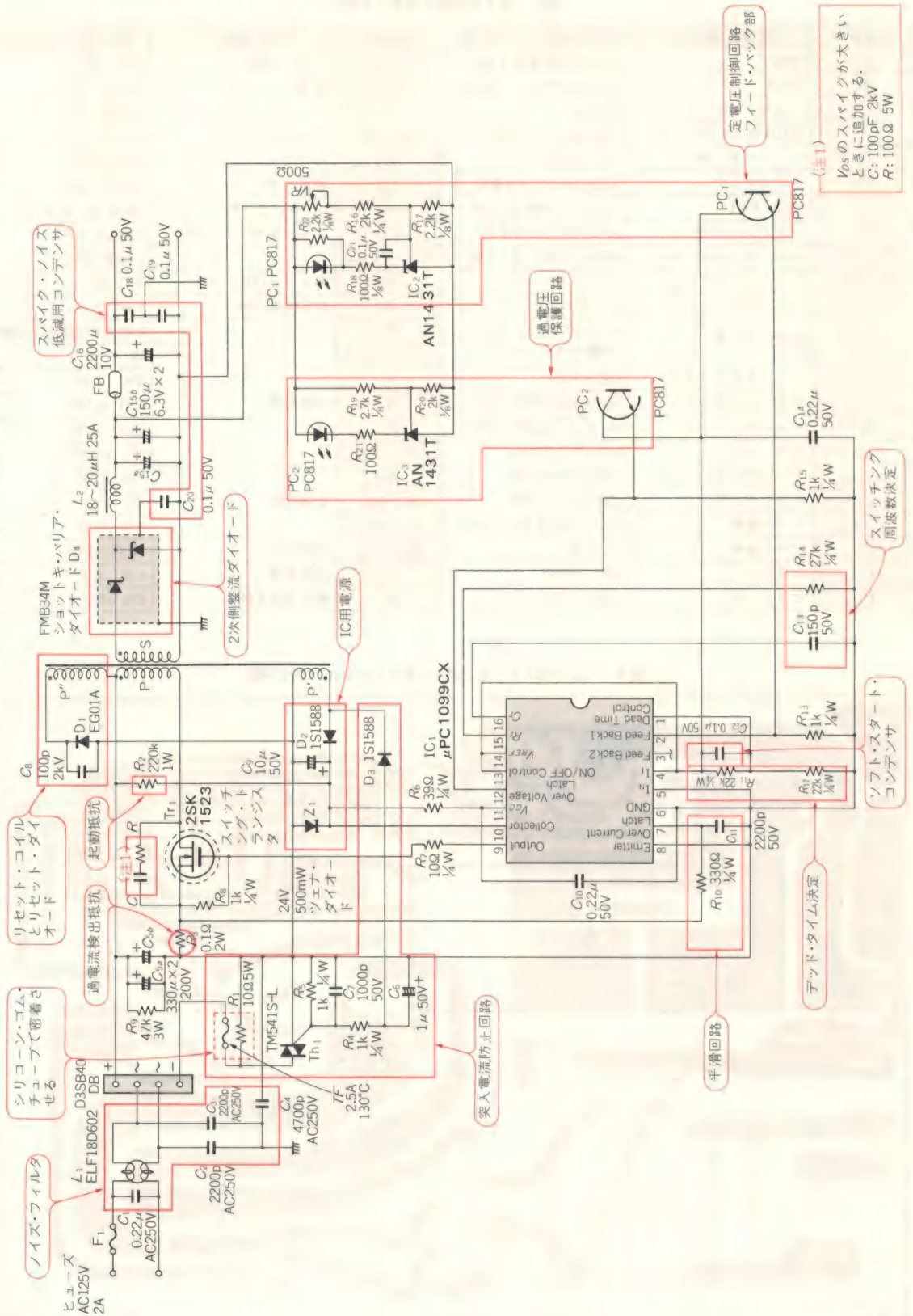


図2 μ PC1099 を使用した5V・10A FCC 方式スイッチング・レギュレータ回路図

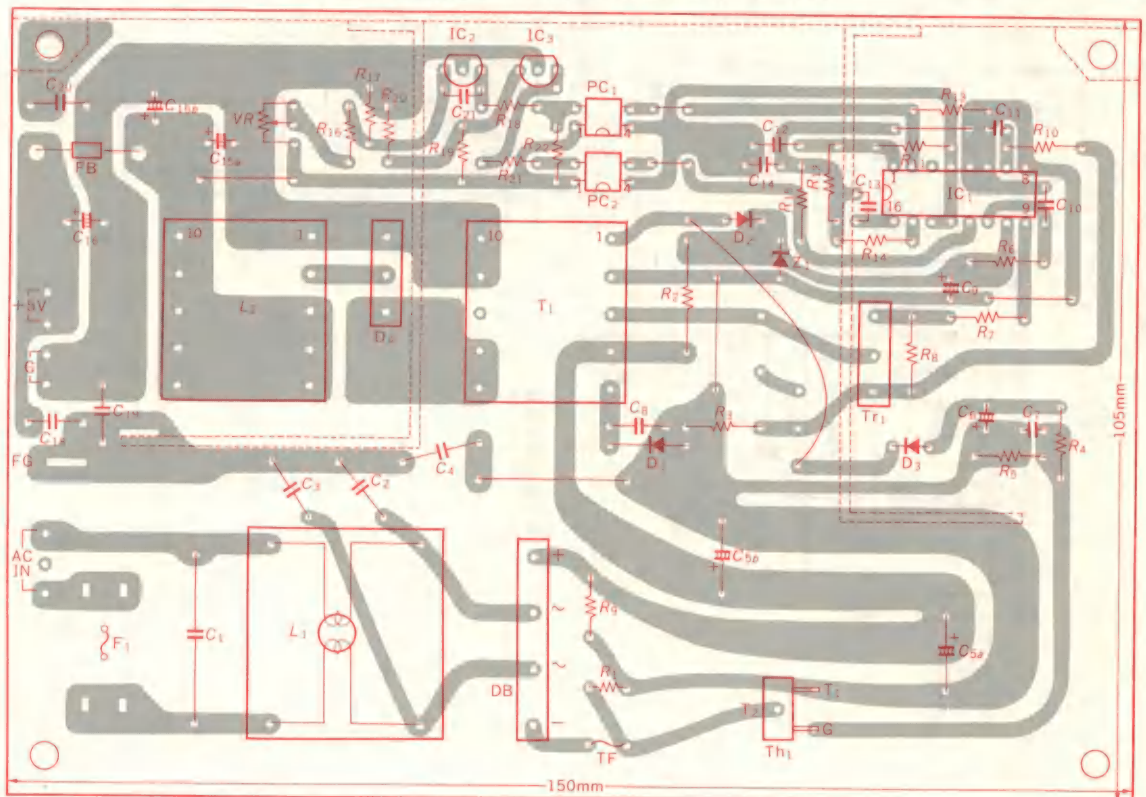


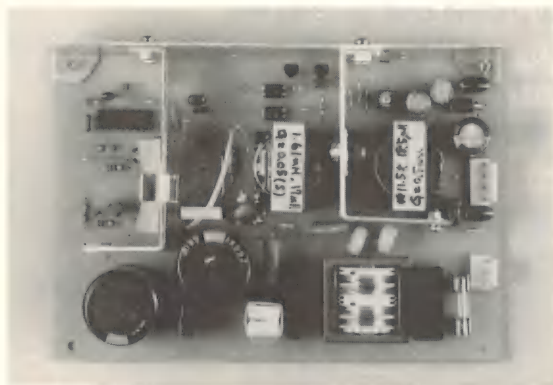
〈表 1〉 図 2 の回路に使用する部品

部品番号	材質・機能など	定数・型名・メーカーなど
DB	整流ブリッジ	D3SB40(新電元工業)
D ₁	FRD	EG01A(サンケン電気)
D ₂ , D ₃	小信号ダイオード	1S1588
D ₄	SBD(センタ・タップ)	FMB34M(サンケン電気)
Z ₁	ツェナ・ダイオード	24V 500mW
Th ₁	トライアック	TM541S-L(サンケン電気)
Tr ₁	MOS FET	2SK1523(新電元工業)
IC ₁	コントロール IC	μPC1099CX(日本電気)
IC ₂ , IC ₃	シャント・レギュレータ	AN1431T(松下電子工業)
PC ₁ , PC ₂	フォト・カプラ	PC817(シャープ)
F ₁	ヒューズ	AC125V 2A
TF	温度ヒューズ	AC250V 2.5A, 130°C (内橋エステック)
T ₁	スイッチング・トランス	(図 9 参照)
L ₁	ライン・フィルタ	ELF18D602(松下電子部品)
L ₂	チョーク・コイル	18~20μH 25A(図 10 参照)
C ₁	X コンデンサ	0.22μF AC250V
C ₂ , C ₃	Y コンデンサ	2200pF AC250V
C ₄	Y コンデンサ	4700pF AC250V
C _{5a} , C _{5b}	アルミ電解	330μF 200V(2本パラレル)
C ₆	アルミ電解	1μF 50V
C ₇	セラミック	1000pF 50V
C ₈	セラミック	100pF 2kV

部品番号	材質・機能など	定数・型名・メーカーなど
C ₉	アルミ電解	10μF 50V
C ₁₀	積層セラミック	0.22μF 50V
C ₁₁	フィルム	2200pF 50V
C ₁₂ , C ₂₁	フィルム	0.1μF 50V
C ₁₃	セラミック	150pF 50V
C ₁₄	積層セラミック	0.22μF 50V
C ₁₅	OS コンデンサ	150μF 6.3V(2本パラレル)
C ₁₆	アルミ電解	2200μF 10V
C ₁₈ , C ₁₉ , C ₂₀	フィルム	0.1μF 50V
R ₁	セメント抵抗	10Ω 5W
R ₂	酸化金属皮膜	220k 1W
R ₃	メタル・プレート・セメント	0.1Ω 2W(福島双羽電機)
R ₄ , R ₅ , R ₈ , R ₁₃ , R ₁₅	炭素皮膜	1k ¼ W
R ₆		39Ω ¼ W
R ₇		10Ω ¼ W
R ₁₀		330Ω ¼ W
R ₁₁ , R ₁₂	金属皮膜	22k ¼ W
R ₁₄		27k ¼ W
R ₁₆ , R ₂₀		2k ⅓ W
R ₁₇ , R ₂₂		2.2k ⅓ W
R ₁₈ , R ₂₁	炭素皮膜	100Ω ⅓ W
R ₁₉	金属皮膜	2.7k ⅓ W
R ₉	酸化金属皮膜	47k 3W

〈図 3〉 FCC 方式スイッチング・レギュレータのパターン図





(a) 上側から見たところ



(b) (a)の下側から見たところ

〈写真1〉 μ PC1099を使用した5V・10A FCC方式スイッチング・レギュレータ

スタンバイ電流が小さい(最大0.2mA)ということを出るることができます。スタンバイ電流については実際の回路において説明することにします。

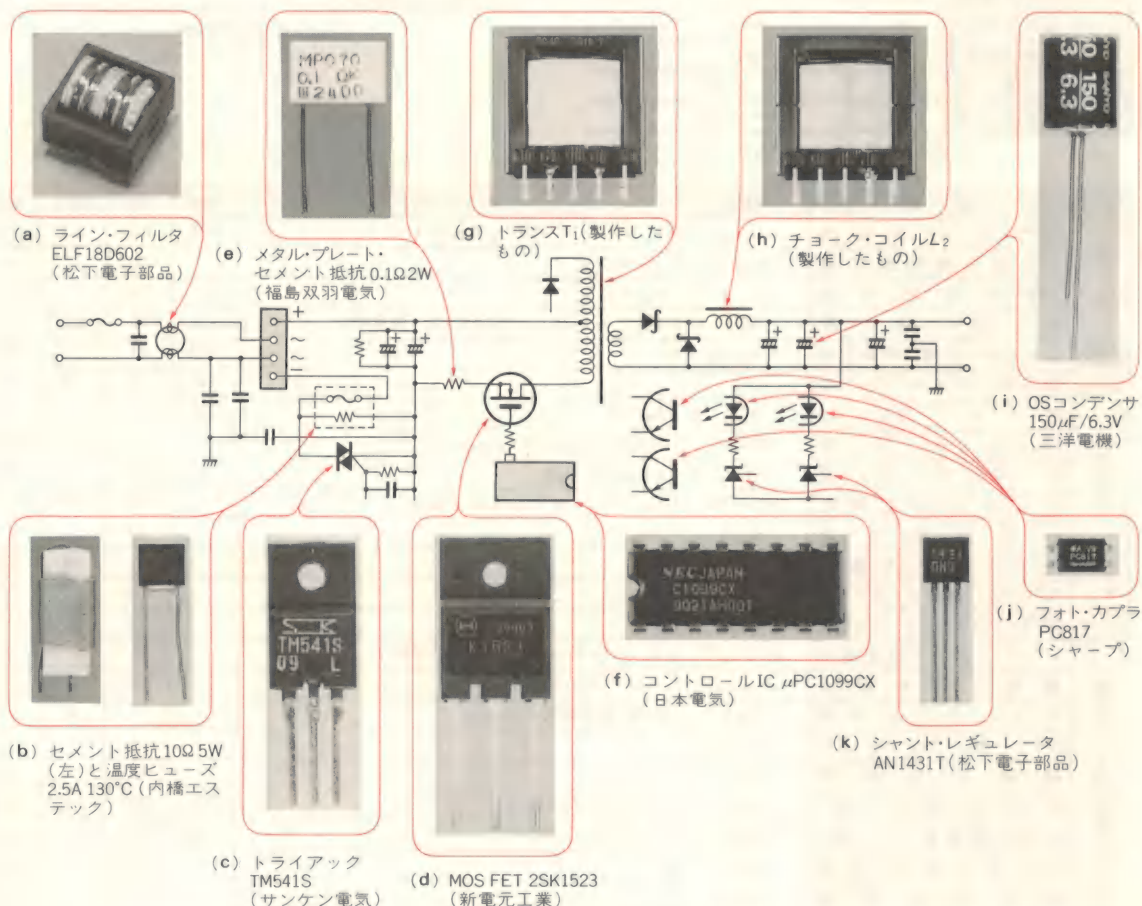
図2に μ PC1099CXを使った5V・10AのFCC方式スイッチング・レギュレータの回路図を、表1に使用する部品の一覧表を示します。写真1(a)と(b)に完成した電源の外観を、写真2に主な使用部品の外観を示します。また、プリント基板のパターンと部品配置を図3に示します。

μ PC1099の内部回路と特性

今回使用するコントロールIC μ PC1099には、パッケージによってふたつのモデルがあります。普通のDIP (Dual Inline Package)が μ PC1099CXで、表面実装用のフラット・パッケージが μ PC1099GSです。

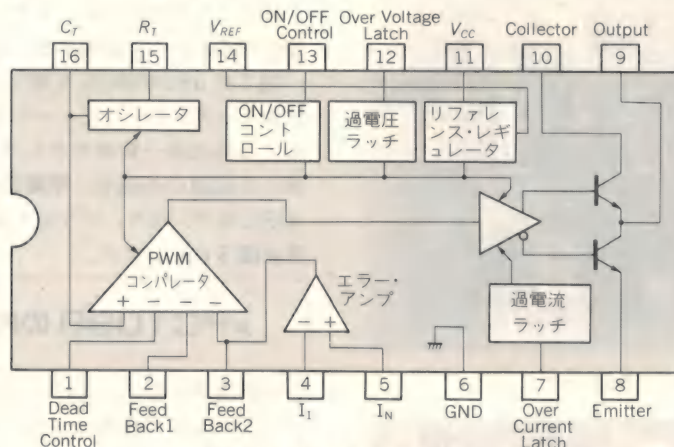
μ PC1099は1次側制御方式に適しており、MOS FETを1.2A(max)のピーク電流で直接駆動できるトータム・ポール出力段を内蔵しています。

図4(a)~(d)に μ PC1099の内部ブロックと電気的の特



〈写真2〉 図2の回路の主要部品

〈図 4〉⁽¹⁾ スイッチング電源用コントロール IC μ PC1099 の内部ブロック図と特性



(a) ピン配置と内部ブロック図

項 目	略号	定 数	単 位
電 源 電 圧	V_{CC}	26	V
出 力 電 圧	V_C	26	V
出 力 電 流	$I_C(\text{DC})$	100	mA
ピーク出力電流	$I_C(\text{PEAK})$	1.2	A
全損失	μ PC1099CX	P_T	1000
	μ PC1099GS	P_T	694
動 作 温 度	T_{opt}	$-20 \sim +85$	$^{\circ}\text{C}$
保 存 温 度	T_{stg}	$-55 \sim +150$	$^{\circ}\text{C}$

(b) 絶対最大定格 ($T_a = 25^{\circ}\text{C}$)

項 目	略号	min	typ	max	単 位
電 源 電 圧	V_{CC}	11.5	15	24	V
発 振 周 波 数	f_{osc}	50	200	500	kHz
出力部負荷容量	C_L	—	2200	3000	pF
タイミング抵抗	R_T	10	—	—	k Ω

(c) 推奨動作条件

ブロック	項 目	略号	条 件	min	typ	max	単 位
全 体	スタンバイ電流	$I_{CC(\text{SB})}$	$V_{CC} = 8\text{ V}, -10^{\circ}\text{C} \leq T_a \leq 85^{\circ}\text{C}$	0.05	0.1	0.2	mA
	OVL動作時回路電流	$I_{CC(\text{OVL})}$	$V_{CC} = 15\text{ V}$		10		mA
	OFF時回路電流	$I_{CC(\text{OFF})}$	$V_{CC} = 15\text{ V}$		10		mA
	回路電流	I_{CC}	$V_{CC} = V_C = 24\text{ V}, V_D = 2.7\text{ V}, \text{無負荷}$		10	15	mA
低電圧 誤動作 防止 回路部	立ち上がり時動作開始電圧	$V_{CC(\text{L to H})}$		10.5	11	11.5	V
	動作電圧ヒステリシス幅	V_H		2.8	3	3.2	V
基準電圧部	出力電圧	V_{REF}	$I_{REF} = 0$	4.8	5	5.2	V
	入力安定度	REG_{IN}	$11.5\text{ V} \leq V_{CC} \leq 20\text{ V}, I_{REF} = 0$		1	10	mV
	負荷安定度	REG_L	$0 \leq I_{REF} \leq 3\text{ mA}$		6.5	12	mV
	出力電圧温度変化	$V_{REF}/\Delta T$	$I_{REF} = 0, -10^{\circ}\text{C} \leq T_a \leq +85^{\circ}\text{C}$		400	700	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
	出力短絡電流	$I_{O(\text{short})}$	$V_{REF} = 0$		13		mA
Pバ WM Iコ タ ン 部	入力バイアス電流	I_B				10	μA
	"L"レベル・スレッシュホールド電圧	$V_{TH(\text{L})}$			1.5		V
	"H"レベル・スレッシュホールド電圧	$V_{TH(\text{H})}$			3.5		V
	テッド・タイム温度変化	$\Delta DT/\Delta T$	$V_D = 0.54 V_{REF}, -10^{\circ}\text{C} \leq T_a \leq 85^{\circ}\text{C}$		3		%
過電圧ラッチ部	過電圧検知電圧	$V_{TH(\text{OVL})}$	$-10^{\circ}\text{C} \leq T_a \leq 85^{\circ}\text{C}$	2.0	2.4	2.8	V
	入力バイアス電流	$I_{B(\text{OVL})}$	OVL端子電圧 = $V_{IN(\text{OVL})}$			4	μA
	OVL解除電圧	$V_R(\text{OVL})$			2		V
	検知遅延時間	$t_{d(\text{OVL})}$			750		ns
過電流ラッチ部	過電流検知電圧(+側)	$V_{TH(\text{OCL})}^{+}$	$-10^{\circ}\text{C} \leq T_a \leq 85^{\circ}\text{C}$	200	220	240	mV
	過電流検知電圧(-側)	$V_{TH(\text{OCL})}^{-}$	$-10^{\circ}\text{C} \leq T_a \leq 85^{\circ}\text{C}$	-230	-210	-190	mV
	OCL端子流出電流	$I_{B(\text{OCL})}$			250		μA
	検知遅延時間	$t_{d(\text{OCL})}$			150		ns

(d) 電気的特性 ($T_a = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 470\text{ pF}$, $R_T \approx 10\text{ k}\Omega$, $f_{\text{osc}} = 200\text{ kHz}$)

性などを示します。

● 出力段

出力段は2階建てのトランジスタ(トータム・ポール構造)になっており、MOS FETの入力容量 C_{iss} を急速に充放電できるようになっています。この充放電電流が大きいほどスイッチング・ロスも小さくなりますが、ICのパワー・ロスも比例して大きくなるため、外付け抵抗(図2の回路図では R_T)によって制限します。

● パワー・グラウンドと信号グラウンド

トータム・ポール下段のトランジスタのエミッタ(8番ピン)はグラウンドに接続されますが、ここには充放電のサージ電流が流れるため、信号系グラウンド(6番ピン)とはグラウンド・パターンを分けておきます。

● 保護回路

7番ピンは過電流ラッチ保護入力端子で、ここに約+220 mV、または-210 mVの電圧が印加されると、MOS FETはOFFになります。実際の回路では、過電流検出抵抗の両端の電圧が7番ピンに印加されるため、MOS FETがOFFになると、7番ピンの電圧もゼロに戻ってしましますが、ラッチがかかりMOS FETはひとつの三角波が終わるまでOFFを保ちます。このラッチは三角波の周期ごとにリセットされるため、次の周期の過電流検出抵抗両端の電圧が下がればもとどおりになります。

いっぽう、12番ピンは過電圧ラッチ保護入力端子ですが、ここに約2.4 Vの電圧が一度印加されると、ICは9番ピンの出力を停止させて電源そのものをシャットダウンさせます。 V_{cc} が下がりIC₁の動作電圧以下になっても、ラッチは解除されません。解除するためには V_{cc} を2 V以下まで下げなければならず、そのため電源のパワー・スイッチを切ってしばらく待つ必要があります。

● 発振回路

発振周波数は14番ピンに付ける抵抗 R_T と16番ピンに付けるコンデンサ C_T によって決まります。 R_T と C_T の値と周波数の関係を図5(a)に示します。

● その他

V_{cc} 、コンパレータについては次節の回路と動作で説明します。4番ピンと5番ピンのエラー・アンプは、誤差増幅のゲインを上げるときに用いますが、今回は使用していません。

起動時の動作電圧ヒステリシス幅の特性カーブを図5(b)に示します。

回路と動作

ここでは図2の回路の各部の動作を説明します。FCCの基本的な動作原理やトランスに使用するコアの性質については、この前の第8章を参照してください。

● 突入電流防止回路

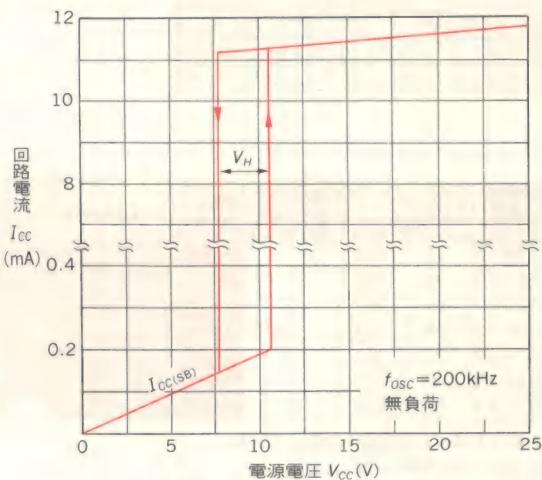
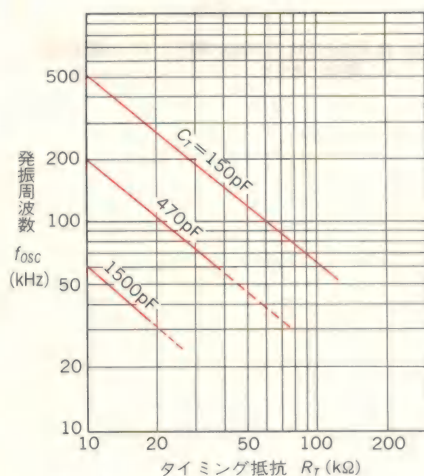
R_1 、 Th_1 (トライアック)、 D_3 、 C_6 、 R_4 、および R_5 、 C_7 が突入電流防止回路を構成しています。電源が投入されると、整流平滑コンデンサ C_5 への充電電流は最初 R_1 を流れます。 R_1 は10 Ω の抵抗値をもっているため、充電電流のピーク値はAC 115 Vのときでも

$$115 \times \sqrt{2} \div 10 \approx 17 \text{ A}$$

を超えることはありません。 C_5 の充電電圧が上がりFCCが起動すると、トランスの補助巻線P'に発生する電圧がダイオード D_3 とコンデンサ C_6 によって整流平滑され、抵抗 R_4 をとって Th_1 のゲートをトリガします。このときのトリガは T_2 が負でGも負というトリガ・モードIIIの動作となります。

充電電流は Th_1 と R_1 の両方に流れるようになります。

〈図5〉⁽¹⁾ μ PC1099の発振周波数と動作電圧ヒステリシス幅



すが、 Th_1 のドロップ電圧(両端電圧)が約1.0 Vなので、ほとんどは Th_1 に流れ R_1 によるロスは無視できます。

Th_1 と R_1 に直列に挿入されているTFは温度ヒューズです。なんらかの理由で Th_1 がトリガできない事故が発生すると、充電電流は R_1 を流れ続け過熱し、その結果TFが断線して電源の2次的な事故を防止します。このように最初の事故が次の重大な事故を未然に防ぐ保護をフェイル・セーフ(Faile Safe)と呼んでいます。温度ヒューズTFは、 R_1 の熱を感知しやすいように R_1 とシリコン・ゴム・バンドなどで密着しておきます。写真1(b)を参照してください。使用した温度ヒューズの仕様の概略を図6に示します。

Th_1 はトリガ・モードIIIでトリガされるため、モードIより少しトリガ電流が大きくなりますが、トリガ・ロスはあまり問題になりません。ただしOFF期間のトランスのエネルギーをトリガ源としているので R_1 はなるべく大きな値を選びます。また電源をいったんOFFにしたのち再投入する場合、 C_9 の電圧がトリガ可能な電圧のまま残っていると、突入防止回路は動きません。このため C_9 と R_4 の時定数は10 ms以下に抑えておきます。

この回路の電源投入直後の R_1 両端の電圧波形とIC₁の V_{cc} 電圧立ち上がり波形を写真3に示します。投入後約600 msで起動しているのがわかります。また写真ではわかりにくいかもしれませんが、FCCが

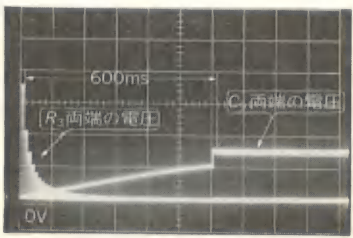
起動して負荷が増えているのに R_1 両端の電圧がそれほど増えていないのは、トライアックがトリガされ始めたことを示しています。

● FCC 回路の起動

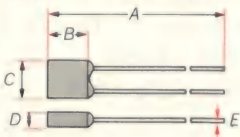
図2の回路で R_2 、 D_2 、 C_9 、 Z_1 および R_6 が起動回路を構成しています。ただし D_2 、 C_9 、 Z_1 および R_6 は起動後のIC₁の V_{cc} を供給する働きもするので起動時に働くだけではありません。

電源が投入され、 C_9 の電圧が上がると起動抵抗 R_2 によって C_9 の電圧も上がります。 C_9 の電圧がある値に達しないとICは動作を開始しませんが、 C_9 の電圧がそのある値に達する前にもICには少しの電流が流れてしまいます。これがスタンバイ電流と呼ばれるもので、 R_2 に流れる電流がスタンバイ電流以上でなければ C_9 の電圧は上がりません。

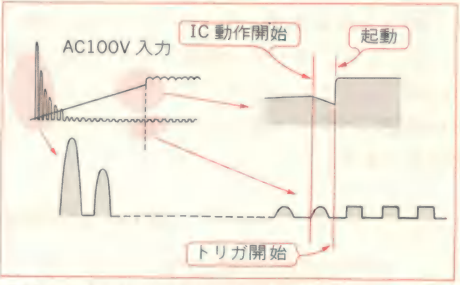
$\mu PC1099$ のスタンバイ電流はmax値で0.2 mAですが、起動抵抗 R_2 に流れる電流はこの0.2 mAに C_9 を充電する電流を加えた値にする必要があります。 C_9



〈図6〉⁽²⁾ 温度ヒューズの外形図と特性の例



種類	寸 法 (mm)				
	A	B	C	D	E
レギュラ	55±3	5.7±0.5	6.6±0.5	2.5±0.3	0.53±0.02
ロング	70±3	5.7±0.5	6.6±0.5	2.5±0.3	0.53±0.02



〈写真3〉突入防止抵抗 R_1 両端の電圧とIC₁の電源電圧(C_9 両端の電圧) (20 V/div, 0.1 sec/div)

型	公称動作温度(°C)	動作温度(°C)	ホールディング・テンプ(°C)	マックス・テンプレリミット(°C)	電気定格		電取法認可	UL	CSA	VDE	TÜV	BEAB
					電流(A)	電圧(AC(V))						
U21	102	98±2	76	200	2.5	250	33~265					
U22	115	112±3	89	200			33~265					
U23	130	126±2	102	200			33~266					
U24	133	130±2	108	200			33~266					
U25	150	145±2	123	200			33~202					
U26	169	165±3	142	200			33~339					
U28	139	135±3	113	200			33~266					

■は表中の電気定格のみで規格を取得している
UL:E50082, CSA:LR57404
VDE:Ref. No.9230-4510-1005, TÜV:R50064, BEAB:CAL 0018

の値をかりに $10\ \mu\text{F}$ とすると、これを $0.5\ \text{sec}$ の間に $11.5\ \text{V}$ まで充電するためには、

$$I \approx \frac{11.5 \times 10 \times 10^{-6}}{0.5} \\ = 0.23 \times 10^{-3} (\text{A})$$

の電流が必要です。

したがって、起動抵抗 R_2 には**最低でも $(0.2+0.23)\ \text{mA}$** の電流が流れるように R_2 を選ばなければなりません。すなわち R_2 の値は、

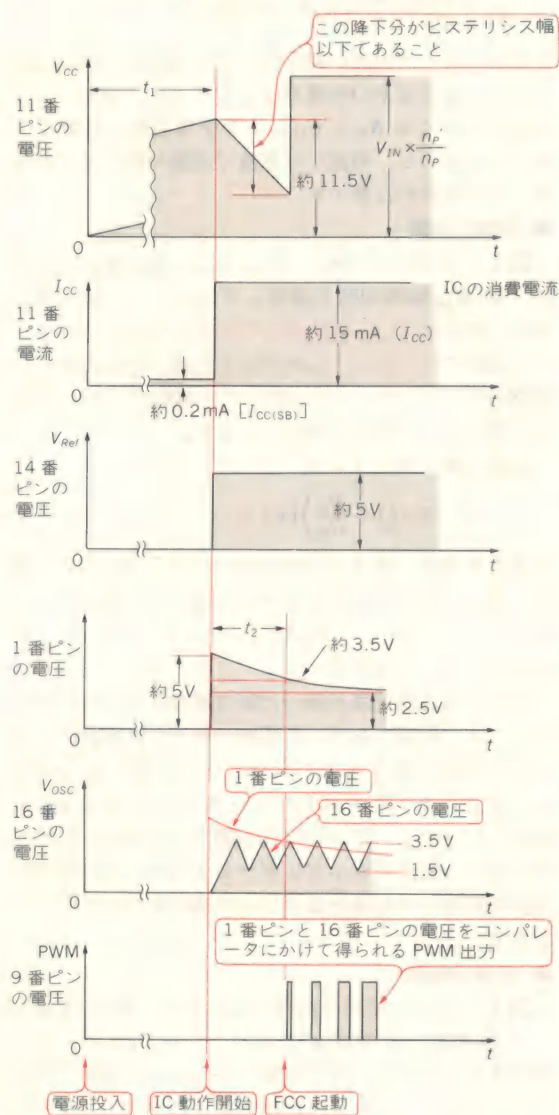
$$R_2 < \frac{V_{IN(\min)} - V_{CC(L\ to\ H)}}{0.43 \times 10^{-3}} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 $V_{IN(\min)}$: C_9 両端の電圧の最小値

$V_{IN(L\ to\ H)}$: IC の動作開始電圧で $11.5\ \text{V}$

を満足するように選びます。

〈図 7〉 FCC 起動時の IC₁ 各ピンの電圧と電流



AC 入力電圧が $80\ \text{V}$ くらいから動作開始するため R_2 としては(1)式の不等式、

$$R_2 < \frac{80 \times \sqrt{2} - 11.5}{0.43 \times 10^{-3}} \\ \approx 236 \times 10^3 (\Omega)$$

を満足する $220\ \text{k}\Omega$ を選べばよいことになります。 R_2 として小さい値を選ぶほど動作開始は早くなりますが、起動後の損失が大きくなるのでなるべく大きい値を選ぶようにします。ただし、逆に大きすぎると電源投入から動作開始までの間があきすぎることになるので注意が必要です。

IC₁ が動作を開始すると、IC の消費電流は $15\ \text{mA}$ 程度になりますが、この消費電流によって C_9 両端の電圧が下がり IC₁ の V_{CC} が下がります。しかし、いったん動作開始した IC₁ は V_{CC} が $2.8\sim 3.2\ \text{V}$ 下がるまで、すなわち C_9 両端電圧が $8.7\sim 8.3\ \text{V}$ になるまで動作を継続します。 $2.8\sim 3.2\ \text{V}$ の幅を**動作電圧ヒステリシス幅 V_H** と呼んでいます〔図 5 (b)参照〕。このヒステリシス幅の電圧分だけ下降する間に FCC がスタートして、補助巻線によって C_9 が充電され始めるようになれば起動できることになります。

いっぽう、FCC がスタートするときは出力電圧がゼロですから、スイッチング・デバイスには最大 ON 幅の電流が流れます。スイッチングの周期 T に対する ON 幅の比率(デューティ比) D が大きすぎるとトランスが磁気飽和を起こすため、どんなにデューティ比が大きくなろうとしても、ある値以上にならないよう 1 周期の中に強制的に OFF となる期間が定められています。この強制的に OFF になる期間を**デッド・タイム**と呼んでいます。

IC₁ の 1 番ピンがデッド・タイムを決めるピンですが、1 番ピンの電圧が $1.5\ \text{V}$ 以下になるとデッド・タイムはゼロになり、 $3.5\ \text{V}$ 以上になると 100% になります。デッド・タイムを周期の 50% にしたいとき、すなわち最大 ON デューティを 50% にしたいときは、1 番ピンの電圧を $1.5\ \text{V}$ と $3.5\ \text{V}$ の中間である $2.5\ \text{V}$ にします。

図 2 の回路では抵抗 R_{11} と R_{12} がデッド・タイムを決めます。IC₁ の 14 番ピンは $5\ \text{V}$ の基準電圧出力ピンですから、14 番ピンより R_{11} と R_{12} によって分圧した電圧を 1 番ピンに供給しています。

デッド・タイムを決める抵抗 R_{11} にパラレルに入っているコンデンサ C_{12} は**ソフト・スタート**用に付けられているものです。IC₁ が動作開始した瞬間から 14 番ピンに $5\ \text{V}$ が現れますが、 C_{12} があるため、1 番ピンの電圧は最初 $5\ \text{V}$ から徐々に下がり、 $3.5\ \text{V}$ に達するとデッド・タイムが 100% をわり、ようやく最初のゲート駆動パルスを発します。1 番ピンの電圧はさらに下がり、最終的に R_{11} と R_{12} の比で決まる電圧まで下

がりますが、その間の ON デューティはゼロから最大まで上昇します。

電源投入から起動までの説明を図 7 にまとめて示します。C₉両端の電圧 V_{cc}が、V_{cc(L to H)}(11.5 V)に達するまで IC₁はなにも動作せず、スタンバイ電流 I_{cc(sB)}(0.2 mA)のみが流れています。V_{cc}が 11.5 V に達すると 14 番ピンには 5 V が出力され、また IC₁内部の発振器が働き出し、IC₁の消費電流もいっぺんに増えて I_{cc}(15 mA)になり V_{cc}は下がり始めます。また、1 番ピンの電圧は 5 V から下がり始め 3.5 V に達すると、ようやく 9 番ピンより MOS FET を駆動する最初のパルスが発せられ、FCC がスタートします。

次にソフト・スタート用のコンデンサ C₁₂の値を上得た R₂と C₉の値をもとに求めます。C₁₂が大き過ぎると最初のパルスが発せられる前に V_{cc}がヒステリシス幅以上に下がってしまい FCC はスタートできません。逆に小さ過ぎるとソフト・スタートの効果がありません。そこで C₁₂は概算ですが次のように求めます。

- (1) C₉(10 μF)両端の電圧 V_{cc}が IC₁の消費電流 I_{cc}(15 mA)によってヒステリシス幅 V_H(2.8 V)降下する時間 t_Hは、

$$t_H = \frac{V_H \cdot C_9}{I_{cc}} = \frac{2.8 \times 10 \times 10^{-6}}{15 \times 10^{-3}} \approx 1.8 \times 10^{-3} (\text{sec}) \quad \cdots (2)$$

と求めます。

- (2) 1 番ピンの電圧が t_Hの間に下がる電圧を 1.5 V (5 - 3.5 V)以上にするための C₁₂の値は、

$$C = \frac{-t_H (R_{11} + R_{12})}{R_{11} \cdot R_{12} \cdot \ln \left\{ 1 - \left(\frac{R_{11} + R_{12}}{R_{11}} \right) \left(\frac{5 - 3.5}{5} \right) \right\}} \quad \cdots (3)$$

で求まる C より小さい値である必要があります。

すなわち、R₁₁、R₁₂にそれぞれ 22 kΩ、t_Hに 1.8 ms を代入すると、

$$C = \frac{-1.8 \times 10^{-3} \times (22 \times 10^3 + 22 \times 10^3)}{22 \times 10^3 \times 22 \times 10^3 \times \ln(1 - 2 \times 0.3)} \\ = 0.179 \times 10^{-6} (\text{F})$$

と求めます。C₁₂はこれより少し小さい 0.15 ~ 0.1 μF のコンデンサが適当ということになります。

● 過電流保護回路

RCC の場合は ON 期間を制限すると、ドレイン電流(またはコレクタ電流)のピーク値を制限することができましたが、FCC ではそれができません。それは 1 次巻線の電流と 2 次巻線の電流が同時に流れるからです。そこでドレイン電流を制限する回路が必要になります。

図 2 の回路図では、R₃、R₁₀、C₁₁が過電流保護回路を構成しています。R₃は電流検出抵抗で両端の電圧はサージ成分をもった矩形波になります。R₁₀と C₁₁は R₃両端の電圧を平滑する働きをしており、C₁₁

両端の電圧すなわち 7 番ピンの電圧はリップルをもった三角波に近い波形になります。

R₃にはドレイン電流の他にゲートの充放電電流も流れているため、それらのサージ成分を R₁₀と C₁₁で滑らかにしているのですが、定数の取り方によっては同じ R₃の値であっても保護開始電流が違ってきます。R₁₀×C₁₁の時定数をゲート電流のパルス幅程度に選んだ後に、多少のカット&トライが必要になります。

ドレイン電流のピーク値は 2 次側出力電流に比例しているため、電流検出抵抗 R₃の両端電圧を R₁₀と C₁₁によって平滑した電圧もほぼ比例します。したがって垂下型に近い過電流保護となります。7 番ピンの保護開始電圧が代表値で 0.22 V、また過電流検出抵抗が 0.1 Ω、巻数比が 45 ターン対 6 ターン、効率を 78 % とすると、2 次側出力電流の最大値 I_{oc}は、

$$I_{oc} = \frac{0.22}{0.1} \times \frac{45}{6} \times 0.78 \approx 12.9 (\text{A})$$

と求められます。保護が働き出す出力電流から検出抵抗を求める場合は上の計算の逆となります。なお、すでに述べたように R₁₀と C₁₁による平滑回路の定数をうまくとらないと、希望した電流で保護が働いてくれませんので注意が必要です。

● 過電圧保護

図 2 の回路図で PC₂、R₁₅、R₁₉、R₂₀、R₂₁および IC₃が過電圧保護回路を構成しています。一度保護が働いた場合は V_{cc}を解除電圧である 2 V まで下げないと再起動できません。したがって保護が働いた場合は電源のパワー・スイッチを切って、電解コンデンサ C₉が放電するのを待って再投入します。

保護が働く電圧 V_{ov}は、

$$V_{ov} \approx 2.5 \times \left(1 + \frac{R_{19}}{R_{20}} \right) (\text{V}) \quad \cdots (4)$$

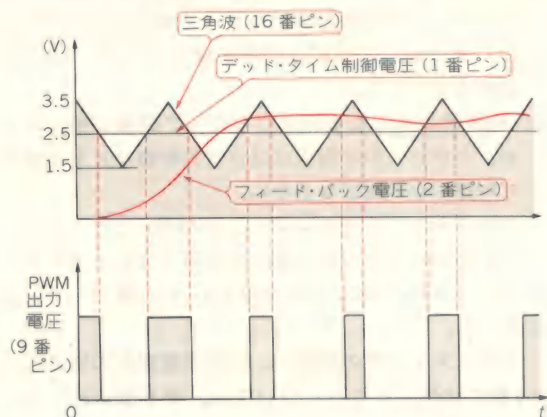
で求めます。図 2 の定数を代入すると約 5.9 V と求められます。保護開始電圧がラフな値で良い場合には、シャント・レギュレータの代りにツェナ・ダイオードを代用することもできます。

なお、過電圧保護が働いた後で電源スイッチを切っても、入力電解コンデンサ両端の電圧が長期間残っていると危険な場合は(UL 規格では 1 分後に 50 V 以下に、またエネルギーが 20 J(ジュール)以下になるように規定している)、ブリーダ抵抗(図 2 では R₉)を付けておきます。電源をシャットダウンするタイプの過電圧保護回路を付けた場合はブリーダ抵抗を付けたほうがよいでしょう。

● 定電圧制御

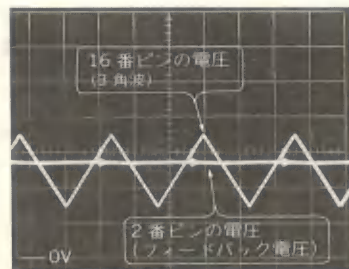
図 7 に示した起動の過程のところで、IC₁の 1 番ピンと 16 番ピンの電圧がコンパレータにかけられて PWM 出力が得られると説明しましたが、起動したのちこの同じコンパレータに出力電圧がフォト・カプラ

〈図8〉 三角波とデッド・タイム制御、電圧とフィードバック電圧の比較およびPWM出力のようす

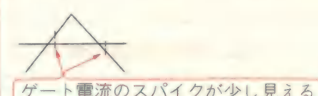


を介してフィードバックされて入力されます。起動後1番ピンの電圧が R_{11} と R_{12} によって分圧される定電圧(図2の定数では2.5V)になると、PWM出力は三角波とフィードバック端子2番ピンの電圧とが比較されて得られます。2番ピンの電圧は、定電圧制御が効いているときは1番ピンの電圧より高くなります。図2の回路では2.5V以上3.5V以下の間で変動します。定電圧制御されているときのPWM出力のようす

〈写真4〉
IC₁の2番ピンと16番ピンの電圧のようす
(1V/div, 2μs/div)



PWMの出力パルスは三角波の電圧がフィードバック電圧と交差した後、少し遅れて発せられている



を図8に示します。またIC₁の2番ピンと16番ピンの電圧波形を写真4に示します。

フィードバックは次のように働きます。出力電圧が上昇すると、シャント・レギュレータIC₂のリファレンス端子電圧が上がり、カソード端子電流が増え、フォト・カプラPC₁のLEDの光量が増えます。そのためPC₁のフォト・トランジスタのコレクタ電流が増して、抵抗 R_{13} の電圧を押し上げ、2番ピンの電圧が上

ハイテックな機器を設計している人にとってもっとも頭の痛い問題がノイズではないでしょうか。本書は100を越える環境のもとでAC電源の実態を解析したものです。有効な対策には実態を知ることが先決です。

どこにもなかった初めての書

AC電源まわりを設計する人のためのバイブル

パワーシグネチャー・ハンドブック

Handbook of Power Signatures

Alexander McEachern 著

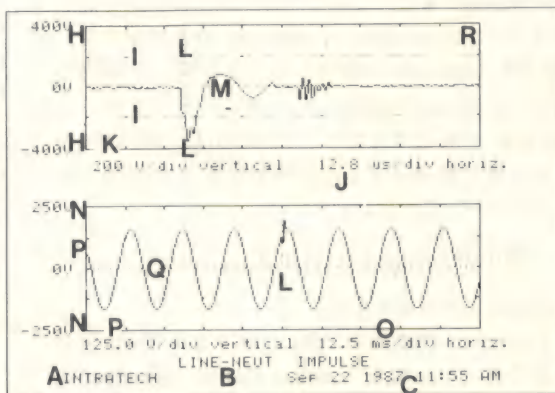


右の波形は本書の著作権者でもある米B M I社のパワースコープで測定した電源ライン波形の一例です。サージをはっきりと測定しています。

B5判 158頁
定価 9,800円
(本体9,515円)

発売元

お求めは直接 **CQ出版社** 営業部 ☎(03)5395-2141 へ [発行 丸紅ハイテック・コーポレーション]



S
B M I
T

昇してパルス幅を縮小させます。

いっぽう、スイッチング周波数固定型の FCC の出力電圧は、

$$V_o = \frac{n_s}{n_p} \cdot D \cdot V_{IN} \dots\dots\dots(5)$$

ここで、 V_o ：出力電圧

n_s ：2次巻数

n_p ：1次巻数

D ：デューティ

V_{IN} ：入力電圧(DC)

と表すことができます。パルス幅が縮小するとデューティが小さくなることにより、出力電圧は下がります。このように定電圧制御が働いています。

トランスとコイルの作り方

● トランス T_1 の作り方

μ PC1099 は最高 500 kHz までスイッチングできる仕様になっていますが、周波数を上げると次のふたつ

の問題が出てきます。

- (1) MOS FET のスイッチング・スピードを上げるためにゲートの充放電電流のピーク値を上げなければならないが、かつ充放電の回数が増えるため、IC の負担が大きくなる。
- (2) 周波数が高くなるのにもともなって鉄損が増えるため、トランスの小型化にはコアの材質などを考慮して対処しなければならない。

これらふたつの理由により、500 kHz というスイッチングに挑戦するのはそれほど容易ではありません。そこで、今回の FCC では 200 kHz を目標として設計しました。

トランス・コアの鉄損が、磁束密度変化の幅 ΔB_m の 2.4 乗に比例することについては、第 8 章で述べましたが、周波数の上昇によっても鉄損は増えます。例えば同じ材質で同じサイズのコアを、同じ磁束密度変化 ΔB_m で使用して周波数を 2 倍上げると、コアによっても異なりますが、2 倍から 4 倍近くに鉄損が増えます(コラム参照)。

周波数と鉄損

鉄損が磁束密度変化の幅の 2.4 乗にほぼ比例することは第 8 章のコラムで説明しましたが、鉄損は周波数の上昇によっても増加します。鉄損はコアのヒステリシス損と渦電流損の合計ですが、ヒステリシス損が周波数に比例して増えるのに対して、渦電流損は周波数の 2 乗に比例して増えます。

図 A に TDK のコア材 PC30 と PC40 の 1 cm³ 当たりの鉄損と周波数の関係を示しました。カタログでは対数グラフが良く用いられていますが、直感的にとらえやすくするため通常の見盛を使っています。

図 A のグラフは、 B_m が 200 mT の場合のものですが、100 kHz と 200 kHz の鉄損を比較すると約 3 倍の差があります。このことは、同じコア材で同じサイズのコアを 200 mT、200 kHz で使用すると、200 mT、100 kHz で使用したときに対して鉄損が 3 倍になることを意味しています。そこでかりに 200 kHz で使用するとして、200 mT、100 kHz のときと同じ鉄損にするには何 mT にすれば良いのでしょうか。これは、

$$200(\text{mT}) \times \sqrt[2.4]{\frac{1}{3}} \approx 127(\text{mT})$$

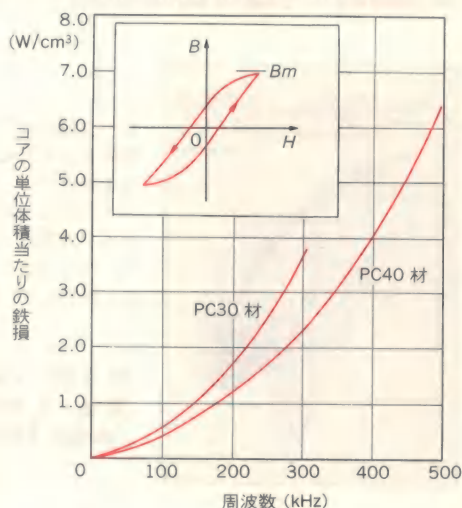
と求めることができます。

すなわち、周波数を 2 倍に上げると、 T_{ON} は半分になりますが、 B_m を下げなければならないので実質的に減らせる巻数は、

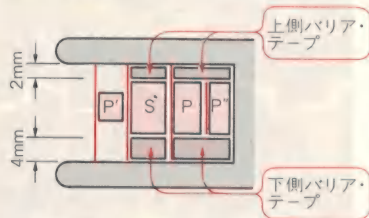
$$\frac{1}{2} \times \frac{200}{127} = 0.8(\text{倍})$$

となり、同じコア材を使ったのでは、高周波化してもそれほどトランスを小型化できないことがわかります。そこでスイッチング周波数の高周波化には、より鉄損の小さいコア材の開発が要求されるわけです。特に周波数の 2 乗に比例して増える渦電流損に対策を講じたコア材が必要といえます。

〈図 A〉 周波数と鉄損 ($B_m=200\text{mT}$)



〈図 9〉 トランス T_1 の巻線仕様

コア形状	EER28(TDK)																						
コア材質	PC40(1BH _{7C4})																						
ボビン	BEER28-1110CP																						
ギャップ	50 μ mスペース・ギャップ または0.1mmセンタ・ギャップ																						
巻線仕様	<table><thead><tr><th>巻順</th><th>ピン番号</th><th>巻数</th><th>線径</th></tr></thead><tbody><tr><td>P^{''}</td><td>⑤→④</td><td>45回</td><td>0.2mmϕ</td></tr><tr><td>P</td><td>④→③</td><td>45回</td><td>0.2mmϕ×7</td></tr><tr><td>S</td><td>⑦→⑨</td><td>6回</td><td>銅板0.2mm×10mm</td></tr><tr><td>P[']</td><td>①→④</td><td>6回</td><td>0.2mmϕ</td></tr></tbody></table>			巻順	ピン番号	巻数	線径	P ^{''}	⑤→④	45回	0.2mm ϕ	P	④→③	45回	0.2mm ϕ ×7	S	⑦→⑨	6回	銅板0.2mm×10mm	P [']	①→④	6回	0.2mm ϕ
巻順	ピン番号	巻数	線径																				
P ^{''}	⑤→④	45回	0.2mm ϕ																				
P	④→③	45回	0.2mm ϕ ×7																				
S	⑦→⑨	6回	銅板0.2mm×10mm																				
P [']	①→④	6回	0.2mm ϕ																				
巻線構造																							
層間テープ	P ^{''} とPの間	25 μ mポリエステル・テープ 1回																					
	PとSの間	25 μ mポリエステル・テープ 3回																					
	SとP ['] の間	25 μ mポリエステル・テープ 3回																					
	外周	25 μ mポリエステル・テープ 3回																					
インダクタンス	1次巻線: 1.6mH リーケージ・インダクタンス: 17 μ H(Sショート)																						

FCC のトランス 1 次巻線の巻数 n_P を磁気飽和を起さないことだけに注意して求めると、

$$n_P = \frac{V_{IN} \cdot T_{ON}}{\Delta B_m \cdot S} \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 V_{IN} ：入力電圧(V)

T_{ON} ：FCC の最大 ON 期間(sec)

ΔB_m ：磁束密度変化の幅(T)

S：コアの断面積(m²)

と表すことができます。この式を見るとスイッチング周波数が上がって T_{ON} が小さくなると n_P も小さくて済むと考えがちですが、これだけでは十分といえません。磁束密度変化の幅 ΔB_m とスイッチング周波数 f から、コアのカatalog・データを参照しながら鉄損を計算し、コアの温度上昇が設計値内に入るか否かの確認が必要です。

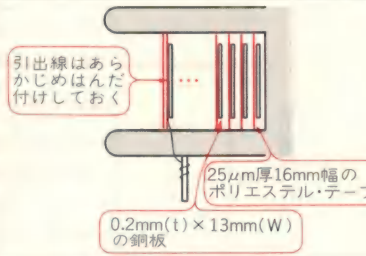
今回試作したトランスの仕様を図 9 に示します。コアは TDK の PC40(旧 H_{7C4}) 材を使用しました。鉄損、銅損は合わせて 2 W 近くになります。

巻き方については第 8 章の絶縁トランスの作り方(p.117)を参考にしてください。

● チョーク・コイル L_2 の作り方

チョーク・コイルに流れる電流は直流に三角形のリプル電流が重畳した形となります。リプル電流の成分の大きさはインダクタンス L_2 によって決まります。

〈図 10〉 チョーク・コイル L_2 の巻線仕様

コア形状	EER28(TDK)	
コア材質	PC40(1B H_{7C4}) [PC30(1B H_{7C1})でもよい]	
ボビン	BEER28-1110CP	
ギャップ	0.5mmスペース・ギャップ または1.0mmセンタ・ギャップ	
巻線仕様	導体	銅板0.2mm(t)×13mm(W)
	引出線	0.35 ϕ ×2本 パラレル
	巻線	11.5回
	ピン	②→⑦
巻線構造		
	25 μ m厚16mm幅の ポリエステル・テープ 0.2mm(t)×13mm(W) の銅板	
インダクタンス	18.5 μ H	

$$I_{rip} = \frac{V_o}{L_2 \cdot f} \left(1 - \frac{n_P}{n_S} \cdot \frac{V_o}{V_{IN}} \right) (A)$$

I_{rip} ：リプル電流成分(振幅)

インダクタンス L_2 が大きいほどリプル成分が小さくなります。

インダクタンスを大きくするには巻数を増やすか、ギャップを小さくすればよいのですが、いずれも飽和電流を下げるので注意が必要です。巻数を $\sqrt{2}$ 倍にしてギャップを 2 倍にすると、インダクタンスを変えずに飽和電流を 2 倍にできることは、RCC のトランス設計のところ(第 6 章 p.91)でも説明しました。その理論は、FCC のチョーク・コイルにも応用できます。ただし出力電流が大きい場合には、それ相応の太さの線径が必要になり、ここでもコア・サイズ、巻数、ギャップ、線径の間でもっともコスト・パフォーマンスの良い設計が求められます。

今回試作したチョーク・コイルの仕様を図 10 に示します。市販品を購入する場合は直流重畳特性が 13 A までフラットな 18~21 μ H のものを選んでください。

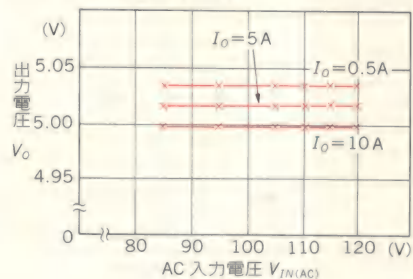
巻き方については第 8 章のチョーク・コイルの作り方(p.120)を参考にしてください。

測定データ

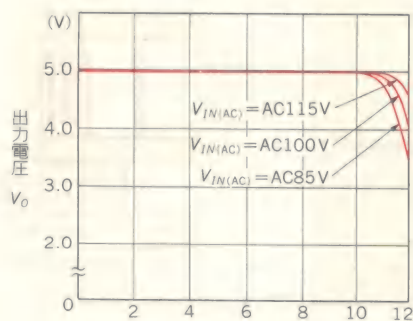
入力変動、負荷変動、および出力電流に対する効率の変化を図 11 に示します。

図示しませんが、入力電圧 AC 85~115 V に対する

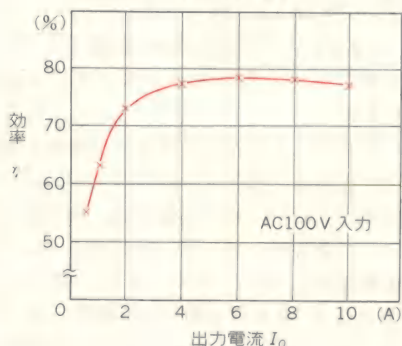
〈図 11〉 製作した 5V・10 A FCC 方式スイッチング・レギュレータの特性



(a) 入力変動



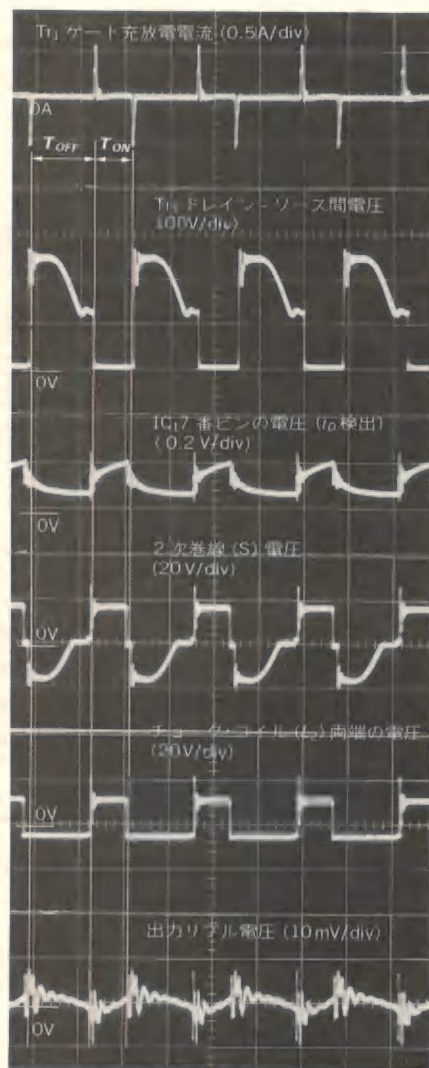
(b) 負荷変動



(c) 効率

効率の変化は $I_O = 10\text{ A}$ でほぼ 78% でフラットでした。リプル電圧はスパイク成分も含めて最大入力電圧、最大負荷電流でもっとも大きくなり 22 mV でした。負荷短絡時の入力電力は、AC100 V のとき 23.5 W でした。発振周波数は 217 kHz でした。

回路各部の電圧電流波形を写真 5 に示します。



〈写真 5〉 各部の電圧電流波形
(2 $\mu\text{s/div}$, AC100 V 入力, $I_O = 10\text{ A}$)

参考・引用文献

- (1) μPC1099 , データ・シート, 1990 年 6 月, 日本電気㈱.
- (2) 温度ヒューズ ELCUT カタログ, 1990 年 7 月, 内橋エステック㈱.
- (3) μPC1099 , アプリケーション・ノート, 1990 年 6 月, 日本電気㈱.
- (4) Sanken, 1990 Electronic Components, サンケン電気㈱

ディスクリート回路の実験で動作原理をマスタしよう

共振チョッパ型 SW レギュレータ
の設計と製作

L と C によって共振させ、電流がゼロ、または電圧がゼロのときに OFF させるスイッチすなわち、L と C とスイッチング・デバイスから構成される回路を共振スイッチと呼んでいます。ここではもっとも原理が簡単で部品点数の少ない半波電流共振スイッチを用いた 5V・2A のチョッパ型レギュレータを製作し、またそのメカニズムを解説します。

共振型 SW レギュレータとは

スイッチング・レギュレータはリニア・レギュレータに対して、**小型軽量**にできるというメリットを持っています。またスイッチング周波数が高くなればなるほど小型軽量化が進むため、スイッチング周波数は年々上がり、今では **200 kHz を超える**ところになっています。スイッチング・レギュレータの専用コントロール IC も最高 500 kHz まで駆動できる能力をもつものが多数出まわるようになりました。

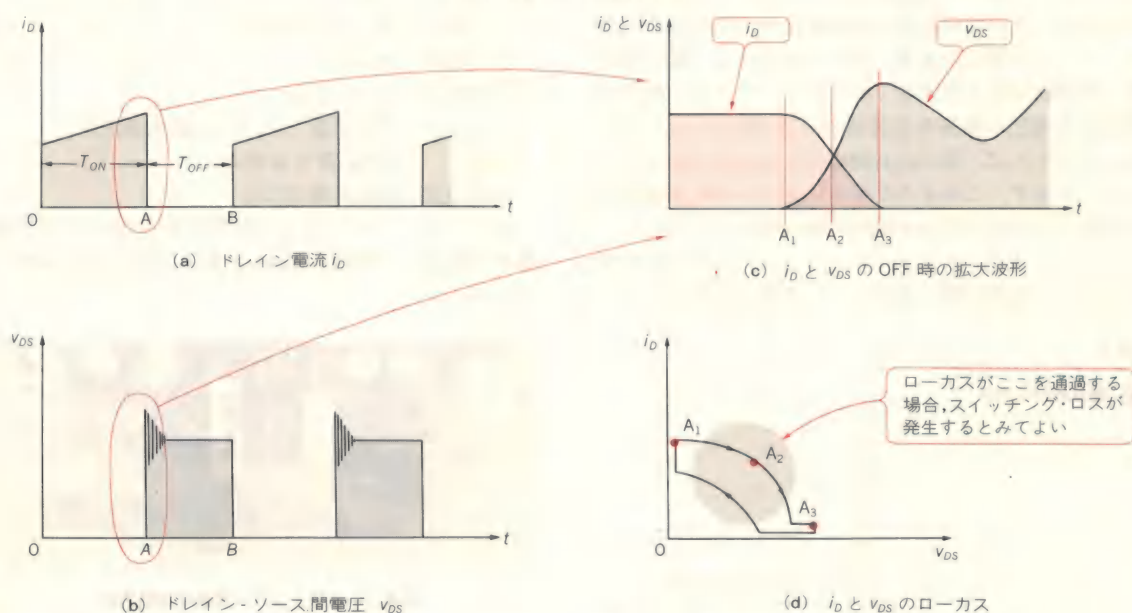
しかし、実際にはスイッチング周波数の上昇にとも

なう**スイッチング・ロスとノイズの増大**によって、200 kHz を超えてさらに周波数がどんどん上がるという状況ではなくなっているようにみえます。スイッチング周波数が 200 kHz を超え、さらに MHz の範囲に入っていくためには、スイッチング・ロスとノイズに対して、抑えるというよりはむしろ**発生そのものをなくす**ような方法や手段の開発が必要になってきたといえます。

このようなスイッチング・ロスやノイズの発生そのものをなくすスイッチングの考え方は、少しずつですが実用化されてきています。

共振型(ここでいう共振型とは、正確には**疑似共振**

〈図1〉スイッチングの波形



型を指す)とは、従来のスイッチングが電流のピークでスイッチ OFF されるのに対して、**電流がゼロ**のときにスイッチ OFF するかあるいは**電圧がゼロ**のときにスイッチ OFF する機能を備えたコントロールの方法をいいます。

どういうことかという、従来のスイッチング方法の場合、スイッチング・トランジスタのドレイン電流(またはコレクタ電流)とドレイン・ソース電圧(またはコレクタ・エミッタ電圧)は図1(a), (b)で示した波形のように変化します。**スイッチ OFF の瞬間**を拡大すると図(c)のようになります。

また、電圧と電流をおのおの X 軸と Y 軸にとってローカス(軌跡)をとると図(d)のように表せます。スイッチング・ロス(図(c)の $A_1 \sim A_3$)の間に生じます。 $A_1 \sim A_3$ を図(d)でみると、電圧も電流も高い値をもっている、当然パワー・ロスがあります。

そこで、電圧がある値をもっている間は電流はかならずゼロ、または電流がある値をもっているときは電圧がかならずゼロとなるようにすれば、ローカスの形は図2のように表すことができ、スイッチング・ロスがなくなることがわかります。

すなわち、電流か電圧がゼロになったとき、またはゼロをキープしているときにスイッチ OFF を行うのが共振型の基本です。そのため、共振型のことを **ZCS**(Zero-Current Switching)とか、**ZVS**(Zero Voltage Switching)と呼んでいます。

共振型はスイッチング・ロスをなくすだけでなく、スイッチング・ノイズをなくすうえでも大きな効果を発揮します。上に述べたスイッチング・ロスは、図1(c)の $A_1 \sim A_3$ の時間を短くすることで、すなわちスイッチング・スピードを高めることで小さくすることができます。その結果電流の時間変化 di/dt が大きくなり、スパイク電圧が大きくなるだけでなく、高い周波数の高調波成分まで大きくなります。そこで、電流の波形また電圧の波形を正弦波(sin 波)かまたはそれに近い形にすれば、高次の高調波成分を大幅に減らすことができます。このような考えに基づいて**電流波形を正弦波に近づける方法を電流共振**と呼んでいます。

しかし、スイッチング・ロスとノイズの面で有利な共振型も、電流共振の場合はピーク電流が従来のスイ

ッチング方法の場合にくらべて2倍以上に大きくなり、また電圧共振の場合はピーク電圧が従来のスイッチング方式の場合にくらべて2倍以上大きくなるという問題があります。この不利な点は例えば、100 W の出力を得るのに従来は10 A のトランジスタで済んだのに、共振型では20 A 必要になるという形で影響が現れます。そこで現在のところ、共振型は50~200 W の軽薄短小の**分散型電源**にむしろ適しているのではないかともいわれています。

また、共振型のメリットはスイッチング周波数が200 kHz を超える頃から出てきて、**10 MHz**まで可能といわれていますが、**トランスのコア材質の問題**がからんでくるので、今のところ、MOS の出力容量によるターン ON ロスの大きい電流共振では1 M~2 MHz、電圧共振では5 M~10 MHz が限界といわれています。

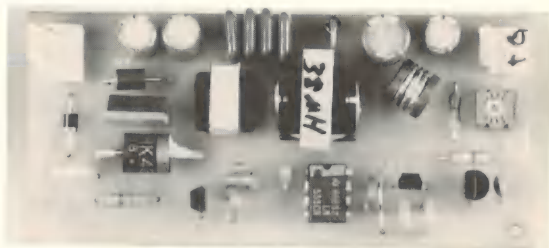
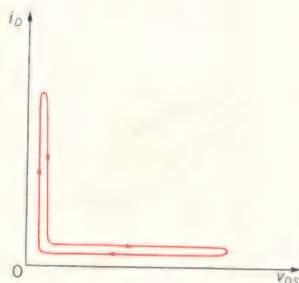
回路の構成と動作

さて、共振型の一般的な説明はまた後ほど行うこととして、実際の回路はどうなるのか、波形はどうなるのかという点について、実験的なモデルの回路と性能、また波形の写真などを示して説明することにします。しかし共振型専用で作られている IC がごく少なくまた入手しにくいこともあるので、とりあえず身近なデバイスをできるだけ使うようにして設計しました。そのため発振周波数もそれほど高くすることができませんでした。またレギュレーション精度も十分ではありません。あくまでも実験用モデルと考えてください。ここであつかう共振型チョッパの概略の仕様は次のとおりです。

- ・入力電圧: DC 12 V \pm 10 %
- ・出力電圧: DC 5 V
- ・出力電流: 0.2 A~2 A
- ・スイッチング周波数: 150 kHz (最大負荷時)
- ・効率: 83 % (最大負荷時)
- ・共振方式: 電流共振 (ZCS)

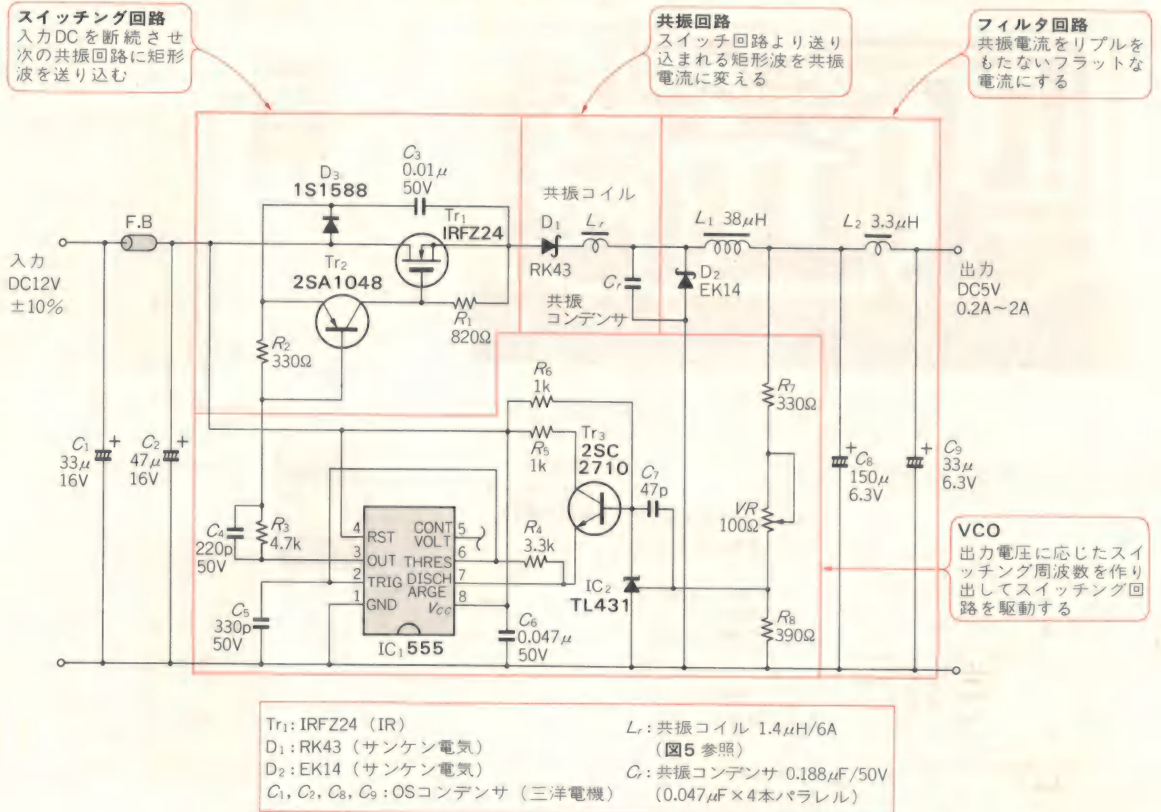
なお、スイッチング方式は ON の時間が一定で周波数を変える **FM** (Frequency Modulation) を採用しています。

〈図2〉
スイッチング・ロスがない場合のローカス

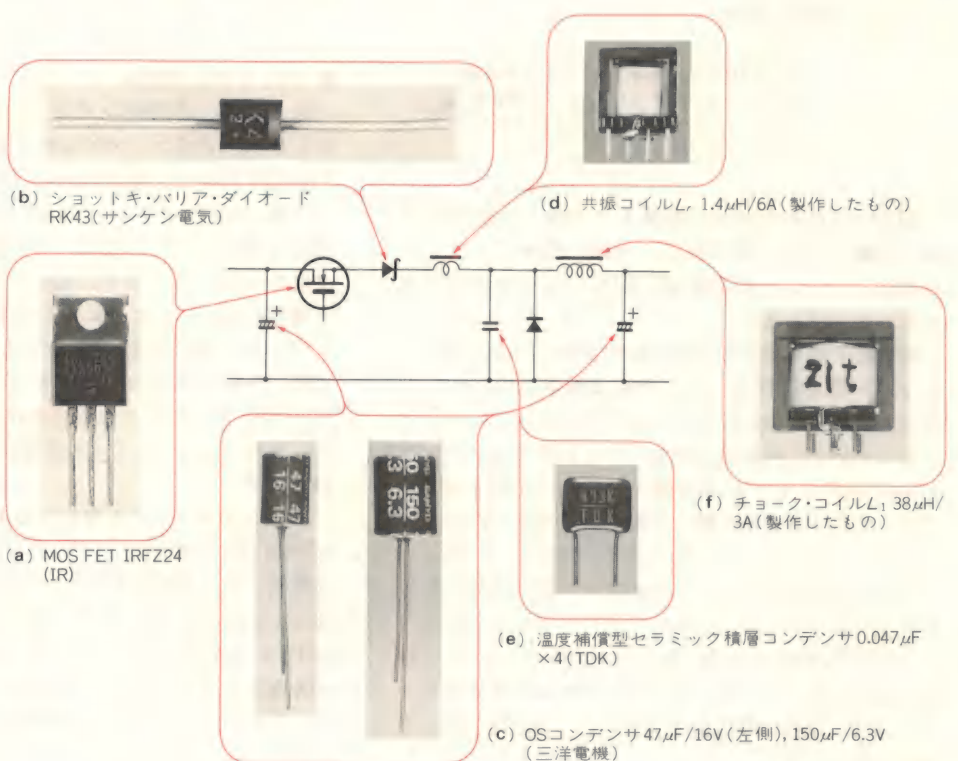


〈写真1〉共振チョッパ電源の実験基板

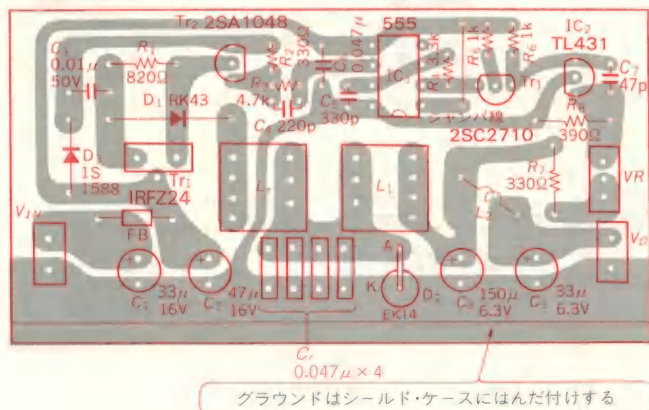
〈図3〉 共振チョップパの回路図



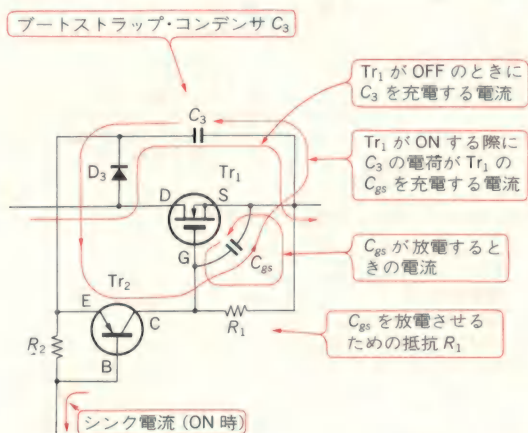
〈写真2〉
主要部品の外観



〈図4〉 図3の回路の基本レイアウト図〔パターン面、原寸(85×45)〕



グラウンドはシールド・ケースにはんだ付けする

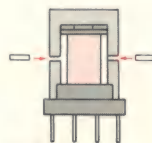


C_{gs} は MOS FET のゲート・ソース間容量のこと。このほかにゲート・ドレイン間容量 C_{gd} 、ドレイン・ソース間容量 C_{ds} もあるが C_{gs} がもっと大きい

図3に全体の回路図、写真1に完成した電源の外観、写真2に主な使用部品の外観、図4にプリント基板のパターンと部品配置、図5にコイルの作り方をそれぞれ示します。

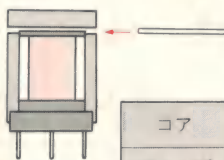
実験が手軽にできて、また動作原理が把握しやすいチョッパ型を選びました。回路は図3の中に示したブロックのように分けることができます。このブロック図において、共振型を特徴づけているのはダイオード D_1 と共振コイル L_r と共振コンデンサ C_r の3点だけです。この3点を取り除くと普通のチョッパ型スイッチング・レギュレータとなります。ただし、どのようなチョッパも D_1 と L_r と C_r を追加すれば共振型になるわけではありません。ブロック図に示されているように **VCO (Voltage Controlled Oscillator) によって定電圧制御されている** チョッパでなければなりません。それでは、回路の動作を各ブロックごとに順を追って見ることにします。

〈図5〉 共振コイル L_r とチョーク・コイル L_1 の作り方



コア	EE10/11 (TDK)
ギャップ	スぺーサ厚 0.1mm
巻数	3.5t (ピン③・ピン⑦)
線径	0.2mmφ×15本パラレル
インダクタンス	1.4μH

(a) 共振コイル L_r



コア	E116 (TDK)
ギャップ	スぺーサ厚 0.3mm
巻数	21t (ピン②・ピン⑤)
線径	0.2mmφ×15本パラレル
インダクタンス	38μH

(b) チョーク・コイル L_1

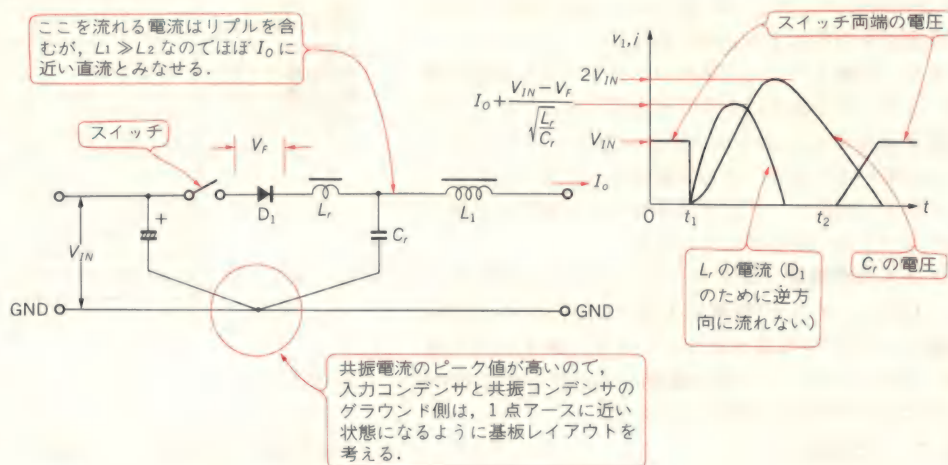
● スイッチング回路

スイッチング回路のブロックを図6にあらためて示します。メイン・スイッチである MOS FET には V_{DS} が 25 V 以上、 I_D が 10 A 以上のものを使います。

一般の他励式チョッパではドレイン電流のピーク値は出力電流の 10~20 % アップ程度ですが、電流共振では 2~3 倍となります。この回路ではドレイン・ピーク電流が 6.3 A となります。実効電流も 2.2 A に達しますので、ON 抵抗が 0.1 Ω でも、ON 抵抗ロスだけで 0.5 W 近くになります。そこで電流共振に用いる MOS FET はなるべく **ON 抵抗の小さいもの** とします。また V_{DS} については入力電圧の 2 倍程度を目安に選びます。

メイン・スイッチを駆動する PNP 小信号トランジスタは ON の瞬間に、コンデンサ C_3 に充電されている電荷を流し MOS FET のゲート・ソース間の寄生容量 C_{gs} を充電します。コンデンサ C_3 には MOS FET が OFF の期間にドレイン・ソース間にかかる電圧分が充電されています。このコンデンサ C_3 を利用して、ゲートのバイアス電圧を高める方法を **ブートストラップ** と呼んでいます。もしこのコンデンサ C_3 がなくて、

〈図 7〉
共振回路と波形



ON のときにはドレイン-ソース間電圧が、MOS FET の V_{th} (ゲートしきい値電圧、通常 3~5 V) 以上になってしまい、スイッチとして働くことになりません。

MOS FET のゲート-ソース間に入れた抵抗 R_1 は、ゲート-ソース間の寄生容量 C_{gs} に蓄積された電荷を OFF 期間に放電させるものです。MOS FET の駆動回路として、トータムポール (2 階建トランジスタ) 構造を採用すれば、OFF 時に強制的に放電させることができますが、抵抗だけに頼った放電では駆動回路が OFF になってもしばらく MOS FET は ON を続け、ゲート信号より長い ON 期間となります。

● 共振回路

電流共振には、**全波共振**と**半波共振**があります。全波共振は正弦波 1 サイクル分の共振電流が流れるものを指し、半波共振は正の半サイクル分だけが流れるものを指しています。

ここでは半波共振を採用しており、そのため正の半波だけが流れるようにダイオード D_1 が挿入されています。このダイオード D_1 によるパワー・ロスは MOS FET のパワー・ロスに近いくらい大きくなるため、順方向ドロップ電圧の小さいショットキ・バリア・ダイオードを使います。このショットキ・バリア・ダイオードの耐圧は入力電圧の 2 倍程度を目安に選びます。また電流容量は入力電流の 2~3 倍程度のものを目安に選びます。

ダイオード D_1 、共振コイル L_r および共振コンデンサ C_r に方形波を入力したとき、電流波形がどのようになるか共振ブロックを図 7 にあらためて描き出して考えてみることにします。まず、スイッチが ON の期間に、この共振回路においては微分方程式、

$$V_{IN} - V_F = L_r \cdot \frac{di}{dt} + \frac{1}{C_r} \int i dt \quad \dots\dots\dots (1)$$

が成立しています。この解は、

$$i = \frac{V_{IN} - V_F}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} \cdot \sin \frac{t}{\sqrt{L_r C_r}} \quad \dots\dots\dots (2)$$

で表されます。

上のふたつの式において、 V_{IN} は入力電圧、 V_F はダイオード D_1 の順方向電圧、 L_r と C_r はそれぞれ共振コイルとコンデンサのインダクタンスと容量とします。

(2) 式において、 $\sqrt{L_r/C_r}$ は共振回路の特性インピーダンスであり、 $1/(2\pi\sqrt{L_r C_r})$ は共振周波数です。これらの**特性インピーダンスと共振周波数が共振スイッチングとうまくマッチするかどうかの重要な決め手**となります。

特性インピーダンスが大きすぎると、(2) 式からわかるように十分な電流を得ることができません。また、共振周波数がスイッチング周波数より低くなったのでは ZCS が不可能になり、また逆に高過ぎても問題が生じます。このふたつの値を適切に求めることが重要なポイントとなります。この説明は Appendix で行います。

さて、(2) 式で表される共振電流のピーク値は出力電流の 2~3 倍に達するため、共振ループに存在する等価直列抵抗成分 (ESR: Equivalent Series Resistance) はすべてパワー・ロスの原因になります。そこで、**共振コイルに使用するウレタン線の太さや共振コンデンサの ESR** には注意が必要となります。

共振コイルについては図 5 のコイルの作り方を参照してください。共振コンデンサについては次の点に気をつける必要があります。

- (1) コンデンサの種類は **ESR の小さいフィルム・タイプ**か、セラミック・タイプにする。セラミック・タイプにする場合はなるべく**温度補償品**を使う。
- (2) 1 個で大容量のものを使うより、**数個を並列**に接続して規定容量になるようにすると、ESR はさらに小さくなり好ましい。

(3) 使用中にコンデンサに指を当てて熱く感ずるようでは別なものに代える必要がある。

また、共振ループには基板のパターンと入力側の電解コンデンサも含まれます。そこでパターンについては図7にも示したように、特にグラウンドに気をつける必要があります。入力側電解コンデンサのグラウンド端子と共振コンデンサのグラウンド側リード線とはなるべく近づけるようにします。

また入力側電解コンデンサについては、ESRの小さいOSコンデンサ(有機物半導体によるアルミ固体電解コンデンサ)を使うようにします。表1に三洋電機のOSコンデンサと他の種類のコンデンサのESRと許容リプル電流の比較を示します。

● フィルタ回路

フィルタ回路を構成するチョーク・コイル L_1 は、共振コイル L_r に対して十分大きなインダクタンスをもっています。この L_1 のインダクタンスが大きいため共振ループにあまり影響を与えません。また、 L_1 の値が大きいくほど負荷電流の臨界電流値が小さくなります。

しかし、 L_1 を大きくするにはそのぶんだけコアの大きさや巻数も増すため、最小負荷電流に合わせてなるべく合理的なインダクタンスにすることが電源全体を小さくまた軽くする上で求められます。図3の回路図ではチョーク・コイル L_1 に EI16 のコアを利用していますが、巻数と巻線径の関係から $38\mu\text{H}$ を選びました。臨界電流は約 0.7A ですが、実際に安定した発振が得られる最小電流は 0.2A でした。なお、チョーク・コイル L_1 の作り方は図5のコイルの作り方を参照してください。

フィルタ回路を構成する電解コンデンサ C_8 は高周波リプルを吸収するのに適した低インピーダンスのものがが必要です。入力側の電解コンデンサと同様に OSコンデンサを使うことをすすめます。このコンデンサに流れるリプル電流は、スイッチング周波数が下がる低負荷のときのほうが大きくなり、臨界電流のときに最大となります。臨界電流は 0.7A ですが、コンデンサに流れるリプル電流の実効値は約 0.5A となります。コンデンサの許容リプル電流はこの値以上のものがが必要です。また、 C_8 両端の電圧を検出しているため、この電圧のリプル成分が大きすぎると異常発振しますので、大きめの容量を選ぶようにします。

チョーク・コイル L_1 およびコンデンサ C_8 に流れるリプル電流と臨界電流については Appendix でふたたび触れることにします。

● VCO 回路

スイッチング回路による ON 期間の幅は、後ほど説明しますが、共振の周期などによる制限があります。多少の変化は問題ありませんが、できれば固定されているのが望ましいのです。そこで、ON の幅が一定の

表1)⁽¹⁾
OSコンデンサ
と他のコンデン
サの許容リプル
電流の違い(100
kHz, 85°C, 同
サイズの比較)

ケース・ サイズ	OSコン デンサ (Arms)	アルミ電解 コンデンサ (Arms)	タンタル電解 コンデンサ (Arms)
4φ × 7mm	0.31	0.08	0.03
5φ × 7mm	0.50	0.12	0.05
6.3φ × 7mm	0.92	0.20	—
6.3φ × 10mm	1.3	0.25	0.12
8φ × 10mm	1.8	0.51	—
10φ × 10mm	2.3	0.63	0.19

まま周波数を変化させて定電圧出力を得る FM 方式が利用されます。

一般のチョップパ型の出力電圧は、

$$V_o = \frac{T_{ON}}{T} \cdot V_{IN} \dots\dots\dots(3)$$

ここで、

T : スwitching 周期

と表されるので、 T_{ON} が一定であれば、 T を V_{IN} に比例させることによって定電圧制御が可能です。すなわち発振周波数 f は、

$$f = \frac{1}{T} = \frac{V_o}{T_{ON}} \cdot \frac{1}{V_{IN}} \dots\dots\dots(4)$$

と表せます。いっぽう共振チョップパ(半波電流共振)の場合は発振周波数は少し複雑になりますが、出力電流が臨界電流以上の場合ほぼ、

$$f = \frac{V_o I_o}{\eta V_{IN} \{2(V_{IN} - V_o)C_r + \pi I_o \sqrt{L_r C_r}\}} \dots\dots\dots(5)$$

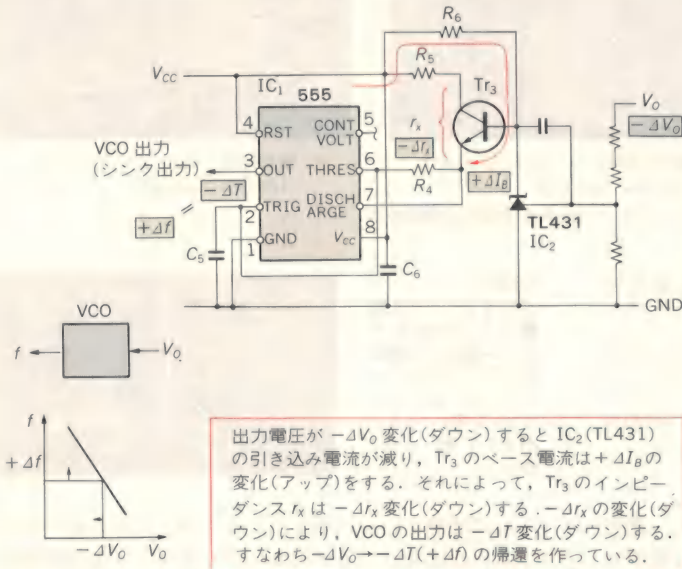
と表すことができます[(5)式は一般的なものでなくある条件下のもです。Appendix を参照してください]。周波数は入力電圧によっても、また出力電流によっても変化します。この f の変化のようすを計算値と実測値でそれぞれ示したグラフを後ほど測定の商品に掲載します。

さて定電圧制御するために、出力電圧が設定電圧からずれると、その差 ΔV は IC₂ のエラー・アンプによって増幅されて VCO に入力され、VCO からスイッチ回路へ ΔV に相当する周波数分だけ補正されたスイッチング信号が送り出されます。 ΔV に対して補正される周波数を Δf とすると、 $\Delta f / \Delta V$ が大きいほど定電圧精度がよくなります。

図3の回路に使用した VCO はタイマ IC 555 を応用したのですが、共振電源に使う VCO 用として身近にある部品のひとつでもあります。ただし、555 だけで満足な定電圧精度が得られるとはいいい切れません。もう少し周辺回路の改良が必要だと思われます。

VCO のブロックを改めて図8に示します。図にお

〈図8〉 VCO の動作



いてトランジスタ Tr₃は出力電圧が下がると低インピーダンスになります. 555 の出力パルス幅は, Tr₃ のコレクタ-エミッタ間インピーダンスを r_x とすると,

$$T_L = 0.693 R_4 \cdot C_3 \dots\dots\dots (6)$$

$$T = 0.693 (2R_4 + R_5 + r_x) C_3 \dots\dots\dots (7)$$

T_L : 555 の 3 番ピンの出力がシンクになる期間

T : 発振の周期

と表示することができます.

T_L をスイッチング回路の T_{on} より短い値に選びます. それは Tr₂ のストレージ・タイムや MOS FET の C_{gs} によって T_{on} がゲート信号より長引くからです. MOS FET を別のタイプに変更する場合には, T_L の値も多少調整が必要になる場合もあります.

図 3 の回路定数によれば, T_L は次のように求まります.

$$T_L = 0.693 \times 3.3 \times 10^3 \times 330 \times 10^{-12} \\ = 0.75 \times 10^{-6} (\text{sec}) \dots\dots\dots (8)$$

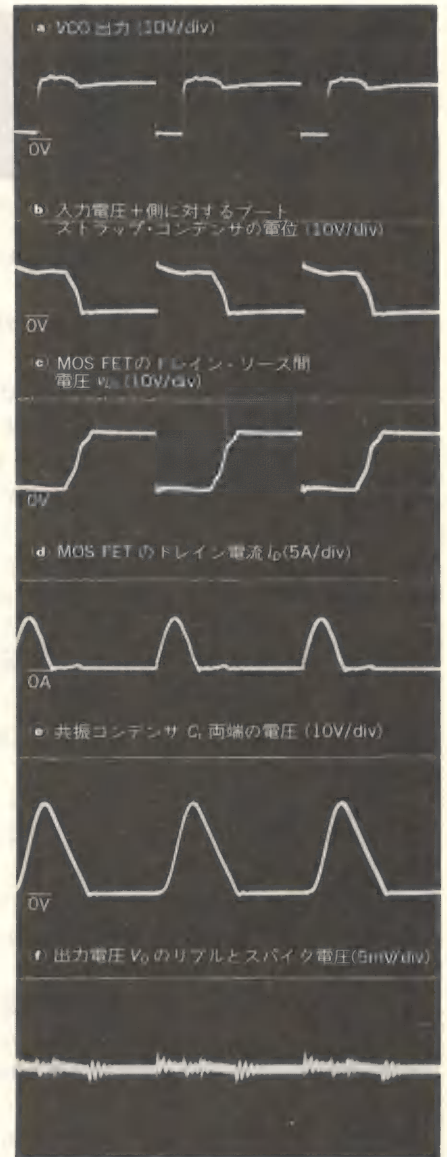
これに対して実際の T_{on} は約 $2.6 \mu\text{s}$ となります.

いっぽう周期 T は r_x が下がると小さくなります. r_x は上述のように出力電圧が下がると低インピーダンスになるので, T は出力電圧が下がると小さくなります. すなわち, **負荷電流が増えて出力電圧が少しでも下がると周期が短くなり, スwitching 周波数が高くなります.**

実験結果

● 動作波形

上に述べた各ブロックの動作を確認するため, 写真



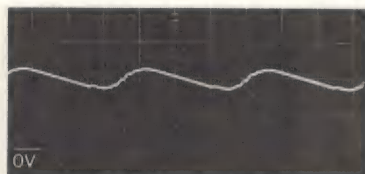
〈写真3〉 共振型チョッパの動作波形

によって波形を見ることにしましょう. これらを写真 3 ③a~③f に示します.

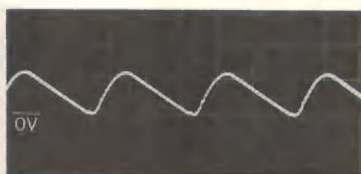
写真 3 ③a は VCO の出力波形です. シンク出力ですからゼロ・レベルの期間が T_L に相当します.

写真 ③b はブートストラップ・コンデンサの働きを示すためのものですが, **ON の期間はブートストラップ・コンデンサ C_1 の電位が入力電圧より高くなっているのが見られます.** この高い電圧によって, MOS FET のゲート-ソース間のしきい値があってもドレイン-ソース間を完全に ON させることができます.

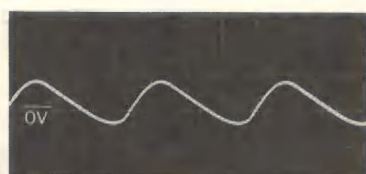
写真 ③c は MOS FET のドレイン-ソース間電圧 V_{ds} です. VCO の T_L に対して, 長い T_{on} が得られています. OFF 後に電圧が緩やかに立ち上がるのは, 写真



(a) 通常負荷時, $V_{IN}=12V$, $I_o=2A$,
(1A/div, 2μs/div)



(b) 臨界電流時, $V_{IN}=12V$, $I_o=0.62A$,
(1A/div, 5μs/div)



(c) 軽負荷時, $V_{IN}=12V$, $I_o=0.2A$,
(1A/div, 5μs/div)

〈写真4〉チョーク・コイル L_1 を流れる電流波形

3 ③の共振コンデンサ C_r 両端の電圧の波形と重ね合わせて見るとよくわかると思います。

写真④は MOS FET のドレイン電流です。ほぼ正弦波の半サイクルに近い形といえます。また、ドレイン電流が OFF してもしばらくの間 MOS FET が ON を続けているので OFF 時のスイッチング・ロスのない ZCS であるといえます。

写真⑤は共振コンデンサ C_r 両端の電圧です。電圧がピークまで立ち上がる部分は写真④の sin 波電流で充電されるため cos 波形となります。ピークから下がる部分は定電流放電したときのように直線的な下がり方を示します。これは、フィルタ回路の L_1 を流れる電流がほぼ定電流 I_o に近く、 C_r 両端の電圧が $V=2V_{IN}-I_o \cdot t$ と 1 次関数に従うからです。

写真⑥は出力電圧のリブルとスパイク・ノイズの電圧波形です。Peak to Peak 値でも 5 mV 以下と、共振チョップの低ノイズ特性をはっきり示しています。

写真3 は入力電圧 12 V、出力電流 2 A の条件のもとで、時間軸を 2 μs/div に合わせて撮影したものです。

次にチョーク・コイル L_1 を流れる電流波形を写真4 (a)~(c)に示します。写真(a)は通常負荷のもの、写真(b)は臨界電流のときのもの、写真(c)は軽負荷のときのものです。

写真(c)では電流が負の値となる時間がありますが、この期間は一般チョップの ON でも OFF でもない期間に相当します。共振コンデンサ C_r が出力コンデンサ C_o によって逆に充電されている期間です。出力電流が写真(c)で示した電流以下になると間欠発振を起こし、不安定となります。

写真5 にドレイン・ソース間電圧 v_{DS} とドレイン電流 i_D のローカスを示します。このローカスは写真3 の③と④の v_{DS} と i_D をそれぞれ X 軸と Y 軸として軌跡をとったものです。この写真からも MOS FET が能動領域をまったく通過していないことがわかります。

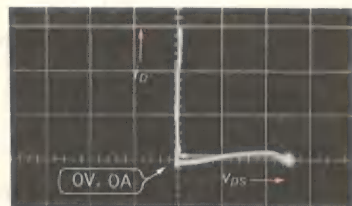
● 測定結果

負荷変動、発振周波数、出力リブル電圧、効率のデータをそれぞれ図9 (a)~(d)に示します。

図9 (a)の負荷変動については、0.2~2.0 A のレンジで約 120 mV の変動があります。定電流に近い負荷で

〈写真5〉

ドレイン・ソース間電圧 v_{DS} (X 軸) とドレイン電流 i_D (Y 軸) のローカス ($V_{IN}=12V$, $I_o=2A$ のとき, X 軸: 5 V/div, Y 軸: 2 A/div)



あれば問題ないレベルといえますが、パルス状の負荷であれば出力リブルが大きくなります。この負荷変動を改善するには VCO のゲイン (Hz/V) を上げる必要があります。

図9 (b)の発振周波数については、計算値と実測値の両方を示しました。

図9 (c)の出力リブルおよびスパイク電圧については、スパイク成分が出力電流の変化に対してそれほど大きく変わらないのがわかります。出力電流が下がると、スイッチング周波数が下がるため、スパイクよりリブルのほうが大きくなります。

図9 (d)の効率については、12 V 入力、5 V 2 A 出力で 83 %でした。

表2 に部品の温度上昇のデータを示します。温度上昇の大きさは、MOS FET、ダイオード D_1 、ダイオード D_2 、コンデンサ C_r の順でした。MOS FET の温度上昇からみて、ヒート・シンクは不要と判断しました。

● あとがき

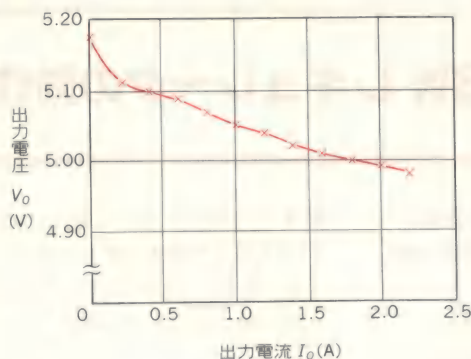
今回製作実験した共振チョップは、電流共振の原理や動作を確認する上で手頃な実験用モデルと考えています。そこで実用化モデルとするためには、VCO を改善して入力変動や負荷変動の改善を行い、また過電流保護回路を追加するほうがよいと思います。ただし、用途が限定されている場合、例えば過電流に対してはヒューズ保護で良いとか、入力電圧が安定しているような場合は十分実用に耐える設計となっています。

● 参考・引用文献

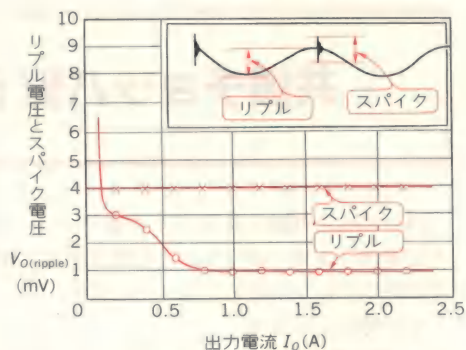
- (1)* OS-CON Technical Book, 佐賀三洋工業㈱.
- (2) Fred C. Lee, Quasi-Resonant Switching Techniques for DC-DC Converters, IEEE, PSEC Conference, 1987.

〈図9〉

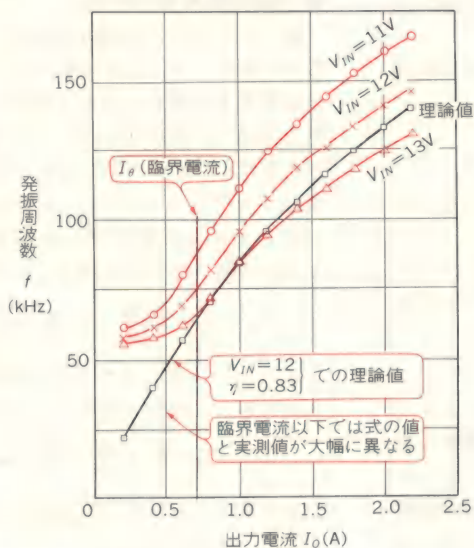
5V・2A共振チョッパ型電源の性能と特性評価



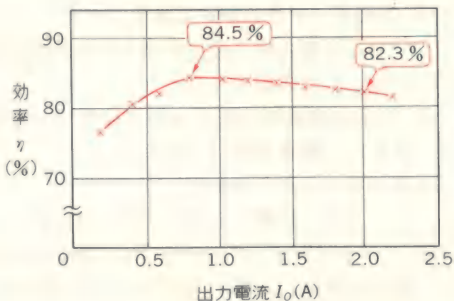
(a) 負荷変動



(c) 出力電圧のリプル電圧とスパイク電圧



(b) 発振周波数



(d) 効率

〈表2〉 温度上昇(室温 22℃)

部 品	温度上昇 ΔT_c
Tr_1 (IRFZ24)	38.4℃
D_1 (RK43)	36.4℃
D_2 (EK14)	35.9℃
C_r (0.047 μ F×4 本バラ)	21.9℃

トランジスタ技術 SPECIAL No.22

好評発売中

B5判 160頁
定価 1,540円(税込)

特集 デジタル回路ノイズ対策技術のすべて
TTL/CMOS/ECLの活用と誤動作/トラブルへの処方

CQ出版社

〈目次〉なぜノイズ・トラブルが発生するのか/バスの研究/アド/インストTTLの研究/アド/インストCMOSの研究/BICMOSの研究/ECLの研究/反射の研究/クロストークの研究/伝送ケーブルの研究/EMIフィルタの研究/ライン・フィルタの研究/スイッチング電源のノイズ対策/DC-DCコンバータのノイズ対策

共振チョッパ型 SW レギュレータの動作解析

145 ページの図 3 に示した共振チョッパは数多い共振電源の方式の中でもっとも簡単でまた安定した動作が得やすいもののひとつといえます。

その理由としては、

- ① 一般他励式チョッパにダイオード D_1 と共振コイル L_r と共振コンデンサ C_r を追加するだけで良い。
 - ② 共振ループ内の浮遊容量やリーケージ・インダクタンスなど寄生的に発生するものも共振回路の部品の一部として吸収できる。
 - ③ 共振が連続的に起こるのではなく、半波ずつ終結するので制御が簡単である。
- をあげることができます。
- いっぽう、注意しなければならない点として、
- ④ スイッチング・デバイス Tr_1 に流れる電流のピーク値が大きい。一般他励式の 2~3 倍ある。
 - ⑤ 設計値をはずれる過電流が流れると共振とスイッチングのマッチングがはずれ、スイッチング・ロスが急激に増える。

をあげる必要があります。

上の④と⑤について注意しておけば、共振チョッパの優れた低スイッチング・ロスと低ノイズが簡単に得られます。また将来共振チョッパ専用のコントロール IC が容易に入手できるようになれば、MHz 台の高周波化によって、電源の形状そのものが一変するような小型化が可能になると思われます。

さてこの動作解析編においては、まず 145 ページの

図 3 の回路の方式でもある半波電流共振について、すでに述べた事柄や使った式をさらに解析してみたいと思います。そのあとで、そのほかの共振型についても少し触れることにします。

半波電流共振チョッパ

● 共振回路定数の求め方

図 1 (a) に示した共振回路において、入力に時間 t_1 から t_2 の間だけ V_{IN} なる単発のパルスを入力し、出力には定電流 I_0 が流れる回路を接続しておきます。ただし、出力回路は共振回路 L_r と C_r の共振周波数に対して十分大きなインピーダンスをもっているものとします。共振コンデンサ C_r に流れる電流を i_r とすると、共振インダクタンス L_r に流れる電流は $i_r + I_0$ となり、この共振回路における時間 $t_1 \sim t_2$ の微分方程式は、

$$V_{IN} - V_F = L_r \frac{d}{dt} (i_r + I_0) + \frac{1}{C_r} \int i_r dt \quad \dots\dots\dots (1)$$

V_F : ダイオード D_1 の順方向電圧

と表せます。 I_0 は一定値ですから、

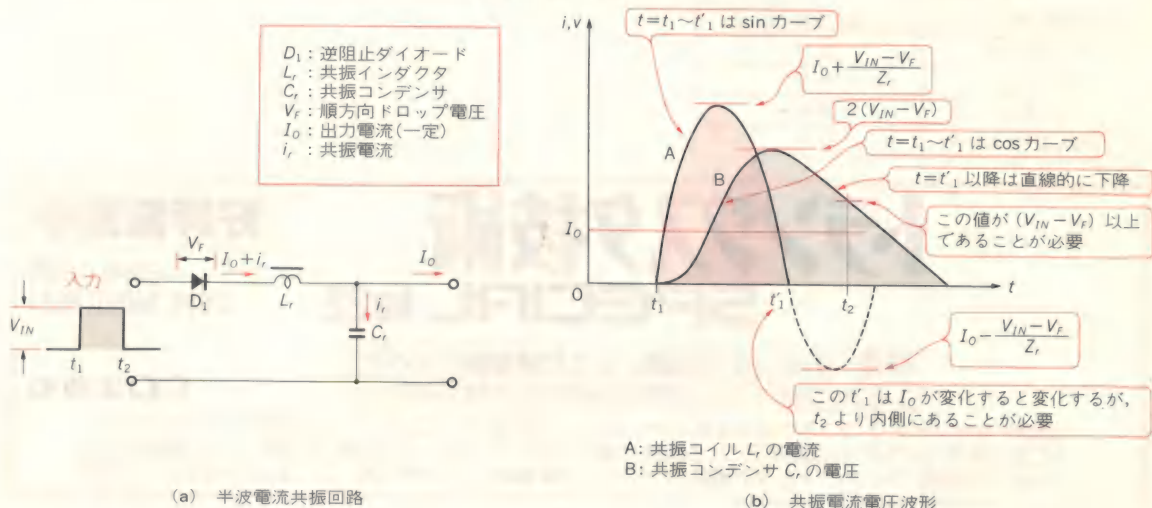
$$V_{IN} - V_F = L_r \cdot \frac{di}{dt} + \frac{1}{C_r} \int i_r dt \quad \dots\dots\dots (2)$$

となります。この式の解は特性インピーダンスを、

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad \dots\dots\dots (3)$$

とし、共振周波数を、

〈図 1〉 半波電流共振回路と共振電流電圧波形



$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \dots\dots\dots(4)$$

とすると、

$$i_r = \frac{V_{IN} - V_F}{Z_r} \cdot \sin 2\pi f_r (t - t_1) \dots\dots\dots(5)$$

と表すことができます。\$L_r\$を流れる電流 \$i_{Lr}\$は、

$$i_{Lr} = I_o + \frac{V_{IN} - V_F}{Z} \cdot \sin 2\pi f_r (t - t_1) \dots\dots\dots(6)$$

と表せます。また \$C_r\$両端の電圧は、途中の式を略しますが、

$$v_{Cr} = (V_{IN} - V_F) \{1 - \cos 2\pi f_r (t - t_1)\} \dots\dots\dots(7)$$

(\$t_1 < t < t_1'\$ のとき)

$$v_{Cr} = (V_{IN} - V_F) \{1 - \cos 2\pi f_r (t_1' - t_1)\} - \frac{I_o}{C_r} t$$

(\$t_1' < t\$ のとき) \$\dots\dots\dots(8)\$

\$t_1'\$: \$i_{Lr}\$がゼロにもどる時刻

と表すことができます。

図 1 (b)に示したグラフは上の \$i_{Lr}\$と \$v_{Cr}\$を表しています。

ZCS, すなわち \$i_{Lr}\$がゼロのときにスイッチ OFF するためには次の条件が必要です。

(1) \$i_{Lr}\$がゼロから立ち上がり、ふたたびゼロにもどるためには式(6)において、

$$I_o < \frac{V_{IN} - V_F}{Z_r} \dots\dots\dots(9)$$

が成立していなければなりません。すなわち特性インピーダンス \$Z_r\$は、

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} < \frac{V_{IN} - V_F}{I_o} \dots\dots\dots(10)$$

という条件を満足しなければなりません。

(2) \$i_{Lr}\$が \$t=t_1\$で立ち上がり、\$t=t_2\$以前にゼロに戻るためには、

$$t_1' < t_2 \text{ または } (t_1' - t_1) < (t_2 - t_1) \dots\dots\dots(11)$$

が成立していなければなりません。\$t_1' - t_1\$が最小値 \$(1/2) T_r\$から最大値 \$(3/4) T_r\$までとれるためには、\$t_2 - t_1\$としても \$(3/4) T_r\$は確保しておく必要があります (\$T_r = 1/f_r\$)。

そこで、

$$\frac{3}{4} T_r \leq t_2 - t_1 \dots\dots\dots(12)$$

という条件が付けられます。

(3) \$t=t_1' \sim t_2\$の間に \$L_r\$にふたたび電流が流れないためには \$t=t_2\$における共振コンデンサ \$C_r\$の電圧が \$V_{IN} - V_F\$以上であることが必要です。

すなわち、

$$t_2 - t_1' < \frac{C_r}{I_o} (V_{IN} - V_F) \dots\dots\dots(13)$$

が成立していなければなりません。

上に示した式(10)は特性インピーダンスの値を制限す

るものであり、また(12)式は \$t_2 - t_1\$すなわち MOS FET の ON 期間の幅の最小値を、(13)式は最大値をそれぞれ制限するものといえます。また(10)式と(12)式からは \$L_r\$の最大値、(10)式と(13)式からは \$C_r\$の最小値も得られます。

しかし上で求められる制限は、それぞれぎりぎりの条件であって、実際に適用する値はそれなりのマージンをみる必要があります。例えば(10)式と(12)式から、\$L_r\$の値は、

$$L_r < \frac{2(V_{IN} - V_F)(t_2 - t_1)}{3\pi I_o} \dots\dots\dots(14)$$

と求まります。

図 3 (p.145)の回路のそれぞれの値、\$t_2 - t_1 = 2.6 \mu s\$、\$V_{IN} - V_F = 10.3 V\$ (最小値)、\$I_o = 2.5 A\$ (ピーク値)を代入すると、\$2.2 \mu H\$と算出されますが、実際にはマージンをみないとうまく動作しません。図 3 の回路に用いているのは \$1.4 \mu H\$です。

次に、図 3 (p.145)の回路の定数から(3)式の特性インピーダンスや(4)式の共振周波数を計算すると、

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = \sqrt{\frac{1.4}{0.188}} = 2.7 (\Omega) \dots\dots\dots(15)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = 310 (\text{kHz}) \dots\dots\dots(16)$$

すなわち、

$$T_r = 3.2 (\mu s) \dots\dots\dots(17)$$

と求まります。

これらの値から、\$L_r\$のピーク電流 (MOS FET のピーク電流でもある)を(6)式の最大値として求めると、

$$I_{DP} = 2 + \frac{12 - 0.5}{2.7} = 6.3 (A) \dots\dots\dots(18)$$

また、\$t_2 - t_1\$ (MOS FET の ON 期間の幅でもある)の条件は(12)式より、

$$t_2 - t_1 > \frac{3}{4} \cdot \frac{1}{310 \times 10^3} = 2.4 \times 10^{-6} (\text{sec}) \dots\dots\dots(19)$$

と求まります。ピーク電流は \$V_{IN} = 12 V\$で計算しましたが入力電圧が高くなればそれだけ増えます。また MOS FET の ON 期間の幅については図 3 (p.145)の回路において \$2.6 \mu s\$と設定しています。

● スイッチング周波数

(7)式で出てきた \$t_1'\$は \$i_{Lr}\$が立ち上がりからふたたびゼロに戻る時刻ですが、\$t_1'\$は出力電流によって変化します。変化できる幅は共振周期の \$1/4\$ 以下ですが、出力電流が小さければ \$t_1' - t_1\$は \$(1/2) T_r\$に近づき、出力電流が大きければ \$(3/4) T_r\$に近づきます。この \$t_1' - t_1\$は、

$$t_1' - t_1 = \frac{1}{2} \cdot T_r \left\{ 1 + \frac{1}{\pi} \sin^{-1} \left(\frac{I_o \cdot Z_r}{V_{IN} - V_F} \right) \right\} \dots\dots\dots(20)$$

と表されますので実際の値を求めてみます。

\$I_o = 2 A\$の場合、上で求めた \$T_r\$や \$Z_r\$を代入して、

$$t_1' - t_1 = \frac{1}{2} \times 3.2 \times \left\{ 1 + \frac{1}{3.14} \sin^{-1} \left(\frac{2 \times 2.7}{12 - 0.5} \right) \right\} \\ = 1.85 (\mu s) \quad \dots\dots\dots (21)$$

$I_0 = 0.2 \text{ A}$ の場合も同様にして、

$$t_1' - t_1 = 1.62 (\mu s) \quad \dots\dots\dots (22)$$

とそれぞれ得られます。

いっぽう、 $t_1' - t_1$ の最大可能な値は $(3/4) T_r$ 、すなわち $2.4 \mu s$ であり、また最小可能な値は $(1/2) T_r$ 、すなわち $1.6 \mu s$ であるので、上で求めたふたつの $t_1' - t_1$ はいずれも最小値寄りであるといえます。

スイッチング周波数を求める場合には上の $t_1' - t_1$ の値が必要になります。 L_r を流れる平均電流は入力電流 I_{IN} ですが、 I_{IN} は、

$$I_{IN} = f_s \cdot \int_{t_1}^{t_1'} i_L dt \quad \dots\dots\dots (23)$$

f_s : スイッチング周波数(共振周波数ではない)

と表されます。いっぽう共振チョップの効率を η とすると、

$$V_{IN} \cdot I_{IN} \cdot \eta = V_O \cdot I_O \quad \dots\dots\dots (24)$$

から f_s は、

$$f_s = \frac{V_O \cdot I_O}{\eta \cdot V_{IN} \int_{t_1}^{t_1'} i_L dt} \quad \dots\dots\dots (25)$$

と表わすことができます。 $t_1' - t_1$ として、(20)式を使えば f_s を求めることができます。

スイッチング周波数が概略どのように変化するかを見る場合は、 $t_1' - t_1$ をより簡単な形にして(25)式に代入してもかまいません。

$t_1' - t_1$ が先ほどの計算で最小値寄り $[(1/2) T_r$ に近い]であることもわかっていますので、 $i_{Lr} = t = t_1 \sim t_1 + (1/2) T_r$ の区間で積分すると、

$$i_{Lr} = \int_{t_1}^{t_1 + \frac{1}{2} T_r} \left\{ I_0 + \frac{V_{IN} - V_F}{Z} \sin 2\pi f_r (t - t_1) \right\} dt \\ = \frac{1}{2} I_0 \cdot T_r + 2(V_{IN} - V_F) C_r \\ = I_0 \cdot \pi \sqrt{L_r C_r} + 2(V_{IN} - V_F) C_r \quad \dots\dots\dots (26)$$

と求まります。したがって、スイッチング周波数 f_s は、

$$f_s = \frac{V_O \cdot I_O}{\eta \cdot V_{IN} \{ 2(V_{IN} - V_F) C_r + \pi \cdot I_0 \sqrt{L_r C_r} \}} \quad \dots\dots\dots (27)$$

と表すことができます。

この式で f_s の変化のようすを大まかにつかむことができますが、多少の誤差を含んでいます。

● 臨界電流

前項のスイッチング周波数の式からも、出力電流が下がるとスイッチング周波数も下がることがわかります。また、周波数が下がって周期がのびると、フィルタ回路の L_1 に流れる電流のリプル成分が大きくなり、

図1(a)の共振回路で、 L_1 を流れる電流 I_0 をほぼ一定としていた前提がくずれ出します。その傾向は臨界電流を境にして著しくなり、スイッチング周波数は(27)式によって得られる値から大幅に異なるようになります。

臨界電流は L_1 に電流が流れない期間が生ずるぎりぎりの電流のことをいいますが、 L_1 を流れるピーク電流が出力電流の2倍になるときの出力電流とほぼ一致すると見ることもできます。

L_1 両端の電圧は共振コンデンサ C_r 両端の電圧から出力電圧を差し引いた $v_c - V_O$ と表されます。この波形を図2に示します。 L_1 に流れるリプル電流 i_{L1} は、

$$L_1 \cdot \frac{d}{dt} i_{L1} = v_c - V_O \quad \dots\dots\dots (28)$$

より、

$$i_{L1} = \frac{1}{L_1} \int (v_c - V_O) dt \quad \dots\dots\dots (29)$$

で求められます。図2の波形において、 $v_c - V_O$ がゼロと交わる時刻を t_3 、 t_4 とすれば、 i_{L1} のピーク値は、

$$i_{L1(P)} = \frac{1}{L_1} \int_{t_3}^{t_4} (v_c - V_O) dt \quad \dots\dots\dots (30)$$

と求まります。

v_c は(15)式と(16)式によって示されている値ですので上の式を求める手順は複雑ですが、近似的に、

$$i_{L1(P)} = \frac{1}{2L_1} \left\{ 2(V_{IN} - V_F) - V_O \right\}^2 \left\{ \frac{T_r}{4(V_{IN} - V_F)} + \frac{C_r}{I_0} \right\} \quad \dots\dots\dots (31)$$

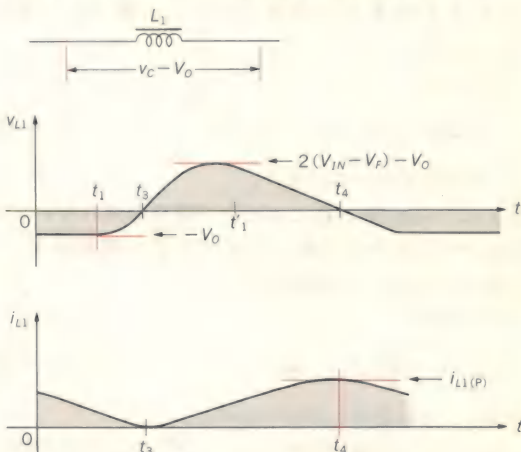
と求まります。

この式に図3の回路における定数を代入すると、

$$i_{L1(P)} = 0.3 + \frac{0.8}{I_0} (\text{A}) \quad \dots\dots\dots (32)$$

と求まります。出力電流が下がるとリプル電流は増えます。臨界電流を I_θ とおくと、 $i_{L1(P)} \approx 2I_\theta$ が成立しますから、

〈図2〉 チョーク・コイル L_1 両端の電圧 v_{L1} と電流 i_{L1} の波形



$$0.3 + \frac{0.8}{I_0} = 2 \cdot I_0 \dots\dots\dots (33)$$

を解いて、

$$I_0 \approx 0.7 \text{ (A)} \dots\dots\dots (34)$$

と求まります。

その他の共振チョッパ

上に述べた半波電流共振に対して、全波電流共振があり、また電流共振に対しては電圧共振がありますが、ここで**全波電流共振**について簡単に触れておきます。

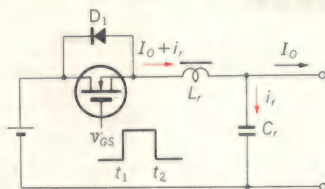
● 全波電流共振

共振回路は図3(a)に示したように逆阻止ダイオードが取り除かれ、代わりに MOS FET に**パラレル**に取り付けられています。MOS FET にはソースからドレインの方向に寄生ダイオードが入っているので、図のダイオード D_1 は省略することも可能ですが、順方向ドロップ電圧や逆回復時間の性能を高めるためショットキ・バリア・ダイオードが使われています。

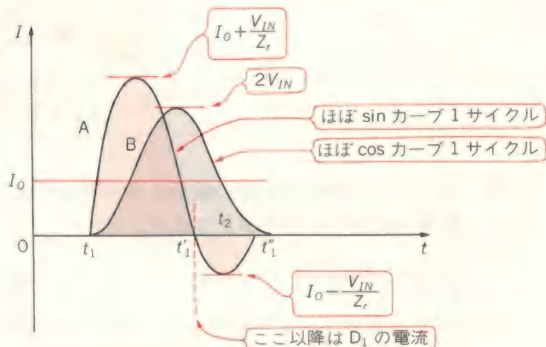
全波電流共振の場合は、半波電流共振と違って、1サイクルの共振電流を流すため、後半の半サイクルの一部で**スイッチング回路に逆方向の電流が流れます**。

L_r に流れる電流と C_r 両端の電圧波形を図3(b)に示

〈図3〉全波電流共振回路と共振電流電圧波形



(a) 全波電流共振回路



A: 共振コイル L_r の電流 (負側にも流れる)
B: 共振コンデンサ C_r の電圧

(b) 共振電流電圧波形

SPICEによる電子回路設計入門

回路シミュレータPSpiceを100%活用しよう

ポール W. トゥネンガ著 A 5 判 244頁
松本 敏之 訳 定価2,200円(税込)

好評発売中

1984年のIBM-PC版の発売以来、PSpiceはもっともポピュラなSPICEプログラムとして多くの方に使用されています。本書は、PSpiceソフトの開発元であるMicroSim社のPaul W. Tuinenga氏が書かれたSPICE——A Guide to Circuit Simulation & Analysis Using PSpiceの邦訳です。トランジスタ技術1990年7月号で特集した「これからは回路シミュレーション」もこのPSpiceを題材にしています。また、教育用バージョンのディスクも有償頒布します。

この機会に新しい回路設計法をマスターしてみませんか。

● 本書のおもな内容 ●

- 第1章 PSpiceの基本的使用方法
- 第2章 DC動作
- 第3章 DC感度
- 第4章 DCスイープ
- 第5章 伝達関数
- 第6章 周波数応答

- 第7章 フィードバック制御解析
- 第8章 ノイズ解析
- 第9章 過渡応答
- 第10章 歪、スペクトル解析
- 第11章 デバイス・モデル
- 第12章 能動素子

CQ出版社

〒170 東京都豊島区巣鴨1-14-2

出版部 ☎(03)5395-2121
営業部 ☎(03)5395-2141

振替 東京0-10665



〈表 2〉 共振チョップパ回路の計算式

	半波電流共振チョップパ	全波電流共振チョップパ
トランジスタの i_D の最大値	$I_O + \frac{V_{IN} - V_F}{Z_r}$	$I_O + \frac{V_{IN}}{Z_r}$
トランジスタの v_{DS} の最大値	V_{IN}	V_{IN}
特性インピーダンス条件	$Z_r < \frac{V_{IN} - V_F}{I_O}$	$Z_r < \frac{V_{IN}}{I_O}$
トランジスタの T_{ON} の概略値	$T_{ON} = \frac{3}{4} T_r + \alpha$ α : 小さな値	$T_{ON} \approx \frac{3}{4} T_r$ ^{(*)1}
スイッチング周波数	$f_s \approx \frac{V_O \cdot I_O}{\eta V_{IN} \{2(V_{IN} - V_F) C_r + \pi I_O \sqrt{L_r C_r}\}}$ ^{(*)2}	$f_s \approx \frac{V_O}{\eta V_{IN}} \cdot \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}$
チョーク・コイルのリップル電流 (振幅)	$i_{L1(P)} \approx \frac{1}{2L_1} \{2(V_{IN} - V_O) - V_O\}^2 \times \left\{ \frac{T_r}{4(V_{IN} - V_F)} + \frac{C_r}{I_O} \right\}$	$i_{L1(P)} = \frac{T_r}{L_1} \left[(V_{IN} - V_O) + \frac{V_{IN}}{\pi} \sin \left\{ \cos^{-1} \left(\frac{V_O}{V_{IN}} - 1 \right) \right\} \right]$

* 1 : この T_{ON} は順方向に対して ON 状態である期間として扱っている

* 2 : 共振電流の積分を、時間の幅を共振周期の半分に固定して、近似値計算した

します。図に示した波形は半波の場合と少し異なりますが次の条件を満足する必要があります。

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} < \frac{V_{IN} - V_F}{I_O} \dots\dots\dots(35)$$

$$t_1' < t_2 < t_1'' \text{ または } t_1' - t_1 < t_2 - t_1 < t_1'' - t_1 \dots\dots\dots(36)$$

t_1'' : 後半の半サイクルの逆方向の電流がゼロに戻る時刻

$t_1' - t_1$ の取り得る範囲は $(1/2) T_r$ から $(3/4) T_r$ まで、また $t_1'' - t_1$ の取り得る範囲は $(3/4) T_r$ から T_r までであり、したがって、 $t_2 - t_1$ は **ほぼ $(3/4) T_r$ 付近にあればよい** ことになります。

また、スイッチング周波数については、半波の場合と同様にまず I_{IN} を求めますが、 $t_1'' - t_1$ がほぼ共振の周期 T_r に近いため、

$$\begin{aligned} I_{IN} &\approx f_s \cdot \int^{T_r} i_L dt \\ &= f_s \cdot I_O \cdot T_r \\ &= \frac{f_s}{f_r} I_O \dots\dots\dots(37) \end{aligned}$$

と求まります。

いっぽう、 f_s と f_r の関係については、 $V_{IN} \cdot I_{IN} \cdot \eta = V_O \cdot I_O$ が成立することを利用して、

$$f_s \approx \frac{V_O}{\eta \cdot V_{IN}} f_r \dots\dots\dots(38)$$

と求まります。すなわち、スイッチング周波数は出力電流の変化に関係なく一定ということになります。この点は半波電流共振のスイッチング周波数と大きく異

なる点といえます〔(27)式参照〕。

また、フィルタ回路のチョーク・コイル L_1 に流れるピーク電流 $i_{L1(P)}$ は、

$$i_{L1(P)} \approx \frac{T_r}{L_1} \left[(V_{IN} - V_O) + \frac{V_{IN}}{\pi} \sin \left\{ \cos^{-1} \left(\frac{V_O}{V_{IN}} - 1 \right) \right\} \right] \dots\dots\dots(39)$$

と求められ、出力電流に関係なく一定となります。

したがって臨界電流 I_O は、

$$I_O \approx \frac{T_r}{2L_1} \left[(V_{IN} - V_O) + \frac{V_{IN}}{\pi} \sin \left\{ \cos^{-1} \left(\frac{V_O}{V_{IN}} - 1 \right) \right\} \right] \dots\dots\dots(40)$$

と表すことができます。

全波電流共振は、

- (1) スwitchング周波数が負荷電流によって変化しない。また、チョーク・コイルのリップル電流の波高値はほぼ一定である。
- (2) 逆阻止ダイオードによるロスがない。という長所があります。

電流共振チョップパの半波形と全波形について、今までに出てきた式を表 2 にまとめます。

●参考文献●

- (1) Fred C. Lee, Quasi-Resonant Switching Techniques for DC-DC Converters, IEEE PSEC Conference 1987.
- (2) Steve Freeland and R.D. Middlebrook, A unified analysis of converters with resonant switches IEEE PSEC Conference 1987.

電源の未来のかたちを予測する

専用 IC を使用した共振型 SW
レギュレータの設計と製作

コスト・パフォーマンスからみると共振型はほかの電源に比べてまだ不利ですが、コア材や半導体スイッチング・デバイスの進歩改良にともない、将来楽しみな電源のひとつになることはまちがいありません。ここでは、AC ラインから 5V・10A を取り出す電流共振型電源を専用コントロール IC を応用して製作します。共振の基本的な原理は前章を参照してもらい、IC の機能と動作を中心に解説します。

第10章の共振チョップパでは原理を中心に紹介しましたので、この章では実用面を重視して、共振型電源用のコントロール IC とその応用例を紹介することにします。

共振型電源コントロール IC はまだ数少ないのですが、ここではカナダのジェナム社(Gennum)の GP605 をとりあげます。ほかには専用コントロール IC として、ユニトロッド社やモトローラ社などからも発売されています。

共振型と分類されると何か特別なアイデアで構成されたかのように思われるかもしれませんが、第10章の共振チョップパでも解説したように、共振回路(共振コイルと共振コンデンサ)を取り除いてもパルス幅制御の電源として機能します。すなわち、図1(a)の PWM 型の電源に共振コイル L_r と共振コンデンサ C_r を付加して、図1(b)のようにすることによって共振電源の基本構成ができます。このように PWM による電源回路から派生した共振電源を **Quasi-resonant** と呼んでいます。もともと矩形波を扱う回路で共振を起こさせるため、電圧と電流が完全な sin 波、cos 波にならないことから Quasi(疑似)と呼んでいるのかも

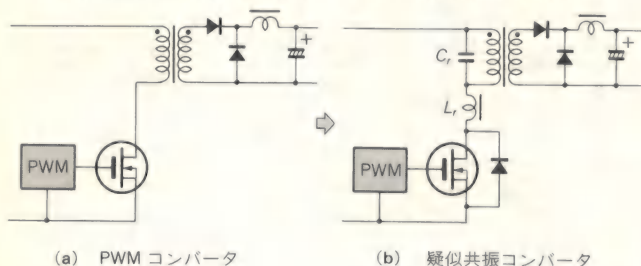
しませんが、一般にいわゆる共振電源はほとんど Quasi-resonant を指していると考えてさしつかえありません。

● 共振型電源用コントロール IC GP605 の概要

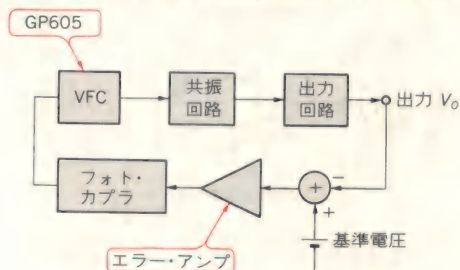
GP605 を用いる共振電源のブロック図を図2に示します。PWM スwitchング電源と異なるのは、**VFC** と **共振回路** の存在です。VFC は Voltage to Frequency Converter の略ですが、GP605 はこの VFC に相当すると考えて良いでしょう。GP605 は電流共振のコントロール IC ですから、**エラー・アンプの出力電圧が高いと周波数が高くなる**ように働きます。

今、出力電流が増えて出力電圧が少し下がると、基準電圧との差が大きくなり、その差がエラー・アンプで増幅され、フォト・カプラを介して VFC に入力されます。VFC は一定の T_{on} をもったパルスを繰り返し送出して共振回路をスイッチングしますが、繰り返し周波数(スイッチング周波数)は VFC に入力された電圧が高いほど高くなり、より多くの共振エネルギーを出力回路に送り込みます。出力回路は送り込まれた共振エネルギーを直流に変えて出力し、出力電圧を一定に保とうとします。このループが共振電源の**制御ループ**

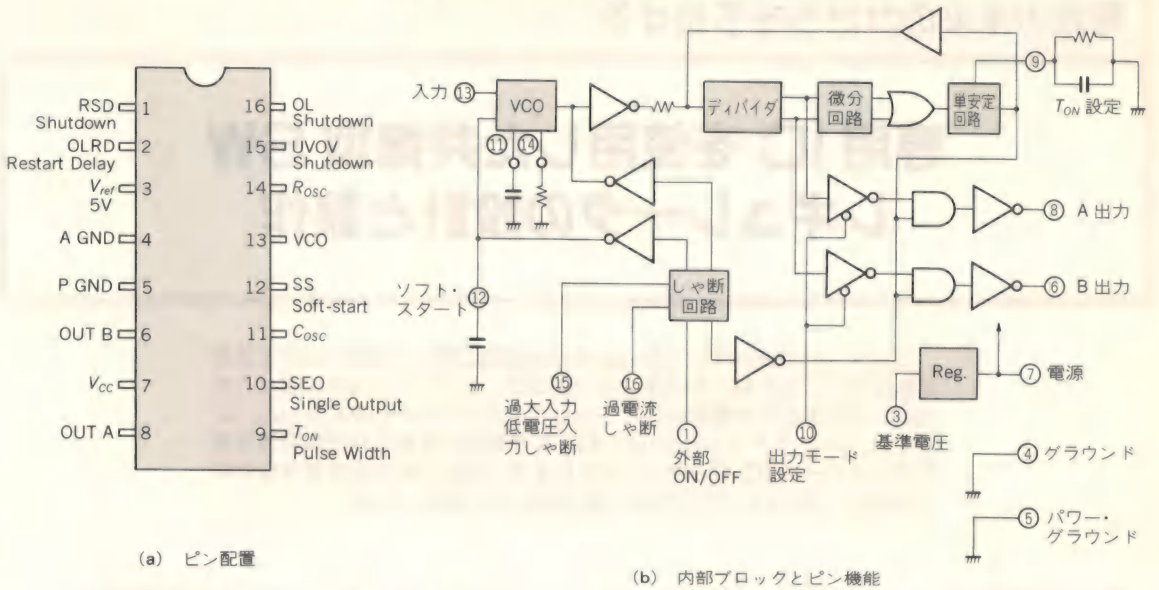
〈図1〉 PWM コンバータに共振回路をつけて疑似共振型電源にする



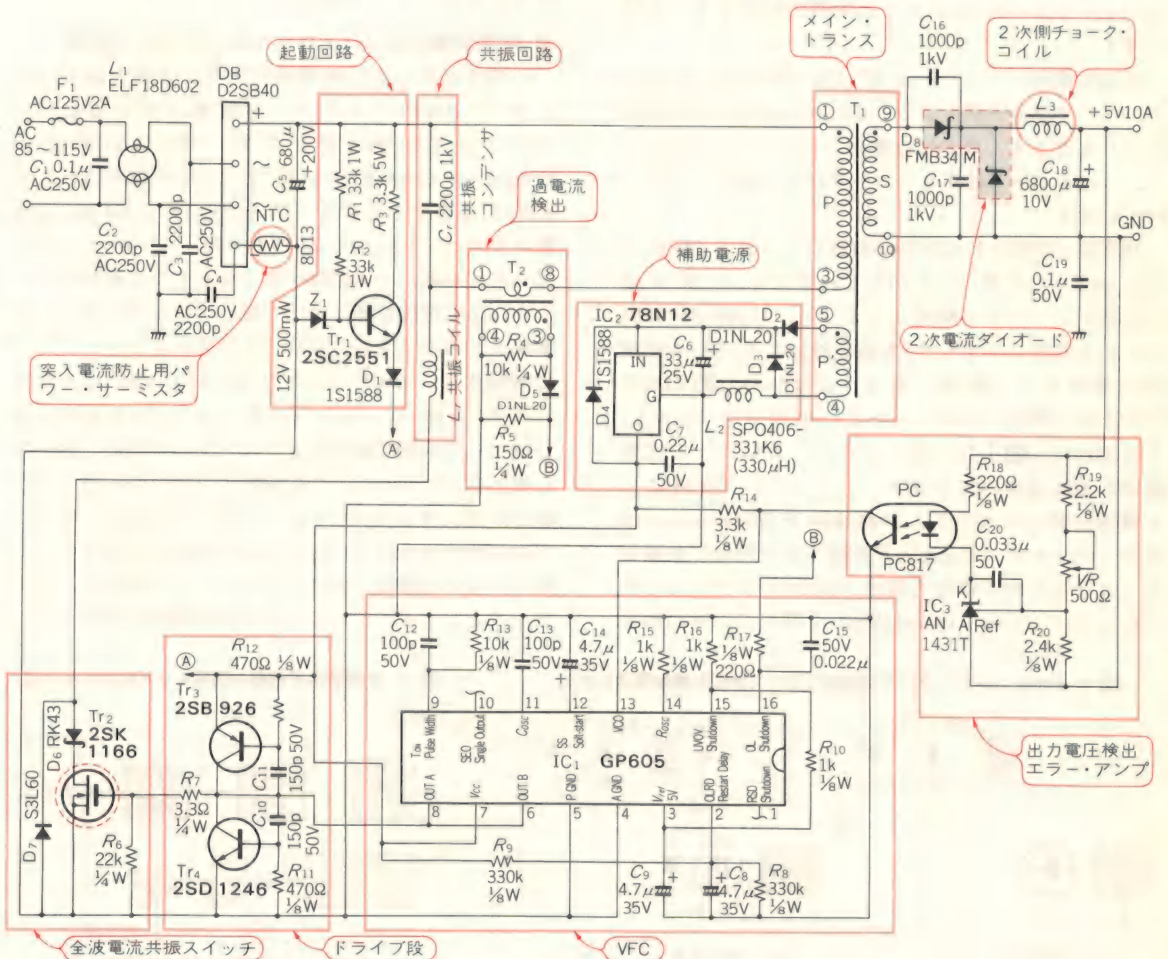
〈図2〉 絶縁型共振電源の制御ループのブロック図



〈図3〉 GP605のピン配置と内部ブロック構成



〈図4〉 GP605を使用した5V・10A全波電流共振電源の回路



〈表 1〉 図 4 の回路に使用する部品

部品番号	品名・材質など	型名・定数・メーカーなど
DB	整流ブリッジ	D2SB40(新電元工業)
D ₁ , D ₄	小信号ダイオード	1S1588
D ₂ , D ₃ , D ₅	FRD	D1NL20(新電元工業)
D ₆	SBD	RK43(サンケン電気)
D ₇	FRD	S3L60(新電元工業)
D ₈	SBD(センタタップ)	FMB34M(サンケン電気)
Z ₁	ツェナ・ダイオード	12V・500mW
NTC	パワー・サーミスタ	8D-13(石塚電子)
Tr ₁	NPN トランジスタ	2SC2551(東芝)
Tr ₂	MOS FET	2SK1166(日立製作所)
Tr ₃ *	PNP トランジスタ	2SB926(三洋電機)
Tr ₄ *	NPN トランジスタ	2SD1246(三洋電機)
IC ₁	コントロール IC	GP605(ジェナム)
IC ₂	3 端子レギュレータ	AN78N12(松下電子工業)
IC ₃	シャント・レギュレータ	AN1431T(松下電子工業)
PC	フォト・カプラ	PC817(シャープ)
F ₁	ヒューズ	2A AC125V
L ₁	ライン・フィルタ	ELF18D602(松下電子部品)
L ₂	小型インダクタ(330μH)	SP0406-331K6(TDK)
L ₃	チョーク・コイル	(図 17 参照)
L _r	共振コイル	(図 16 参照)
T ₁	メイン・トランス	(図 14 参照)
T ₂	カレント・トランス	(図 15 参照)
C ₁	X コンデンサ	0.1μ AC250V
C ₂ ~C ₄	Y コンデンサ	2200pF AC250V
C ₅	アルミ電解	680μF 200V
C ₆	アルミ電解	33μF 25V
C ₇	積層セラミック	0.22μF 50V
C ₈ , C ₉ , C ₁₄	タンタル電解	4.7μF 35V
C ₁₀ , C ₁₁	セラミック	150pF 50V
C ₁₂ , C ₁₃	セラミック(温度補償)	100pF 50V
C ₁₅	フィルム	0.022μF 50V
C ₁₆ , C ₁₇	セラミック	1000pF 1kV
C ₁₈	電解	6800μF 10V
C ₁₉	フィルム	0.1μF 50V
C ₂₀	フィルム	0.033μF 50V
C _r	共振コンデンサ	2200pF 1kV(ディップト・マイカ)
R ₁ , R ₂	酸化金属	33k 1W
R ₃	セメント	3.3k 5W
R ₄	炭素皮膜	10k ¼W
R ₅		150Ω ¼W
R ₆		22k ¼W
R ₇		3.3Ω ¼W
R ₈ , R ₉		330k ½W
R ₁₀ , R ₁₆		1k ¼W
R ₁₁ , R ₁₂		470Ω ½W
R ₁₃		10k ½W
R ₁₄		3.3k ½W
R ₁₅		1k ½W
R ₁₇ , R ₁₈		220Ω ½W
R ₁₉	金属皮膜	2.2k ½W
R ₂₀	金属皮膜	2.4k ½W
VR	半固定抵抗	500Ω

*ペアのもの

です。

VFC を受けもっている GP605 のピン配置と内部ブロック構成を図 3 に示します。VCO は入力電圧に応じた周波数を作る発振器であり、単安定回路は一定の T_{ON} をもつパルスが発生するパルス・ジェネレータです。そのほかにプッシュプルドライブを行う回路や、保護に必要な回路が付いています。

回路構成と動作

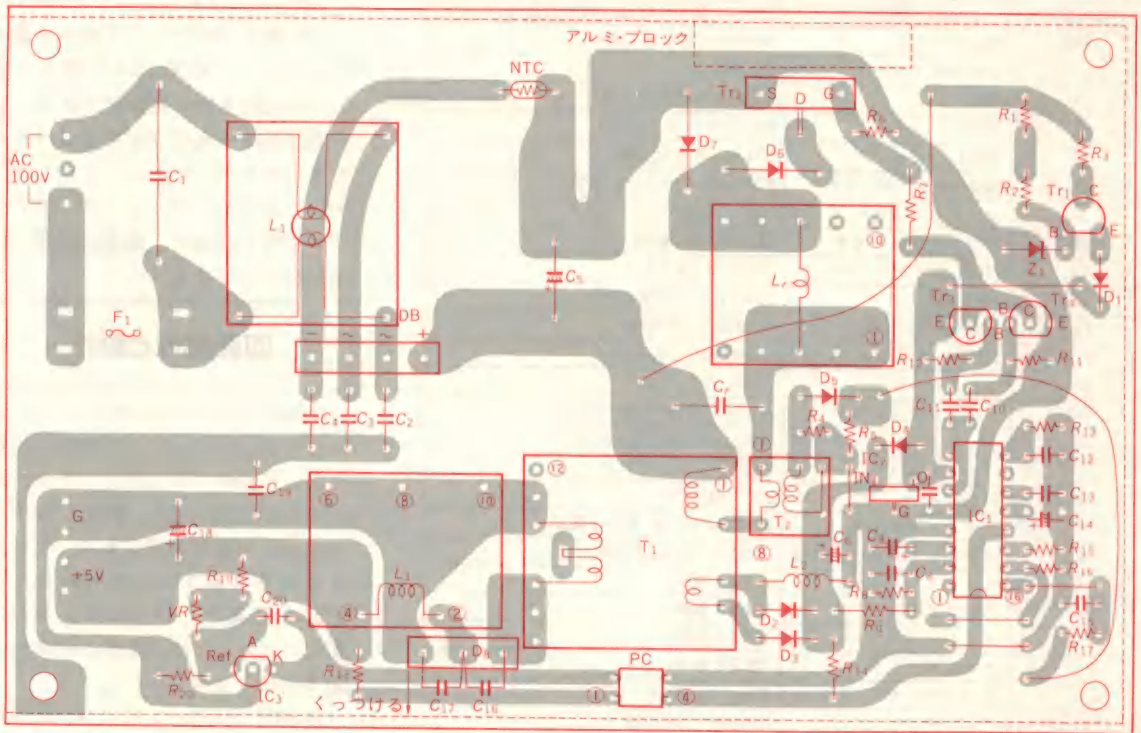
GP605 については後ほど再び述べることにして、ここで実際の回路について説明することにします。図 4 に全体の回路図を、表 1 に使用した部品の一覧表を示します。完成した電源を写真 1 に、使用する主な部品を写真 2 に示します。また、基板パターンと部品配置の参考例を図 5 に示します。

回路図とパターン図については共振電源の動作を確認することを目的としているため、GP605 の機能の中でいくつか使用していないものがあります。また、部品の温度上昇とノイズについて完全に対策をとっているものではありません。それでは図 4 の回路図の各ブロックごとに働きを説明します。

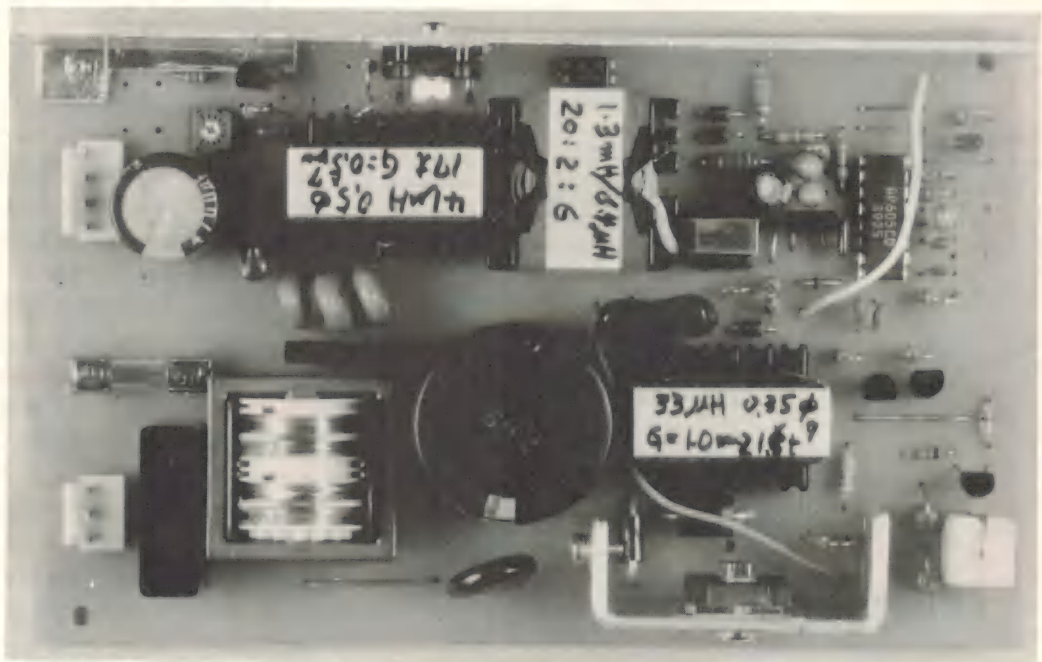
● 突入電流防止回路

電源投入時に入力電解コンデンサに流れる突入電流を抑えるために NTC(パワー・サーミスタ)を使っています。第 6 章(p.87)でも紹介していますので参照してください。パワー・サーミスタを使用した回路の欠点は、電源遮断後短時間でふたたび電源を投入する場合に、**素子の温度がまだ残っているため突入電流を十分抑えられない**という点です。この点では、第 9 章で紹介したサイリスタ方式のほうがよいのですが手軽に使えるという点ではパワー・サーミスタは大変便利なデバイスです。パワー・サーミスタの電源再投入特性を図 6 に示しますので参考にしてください。

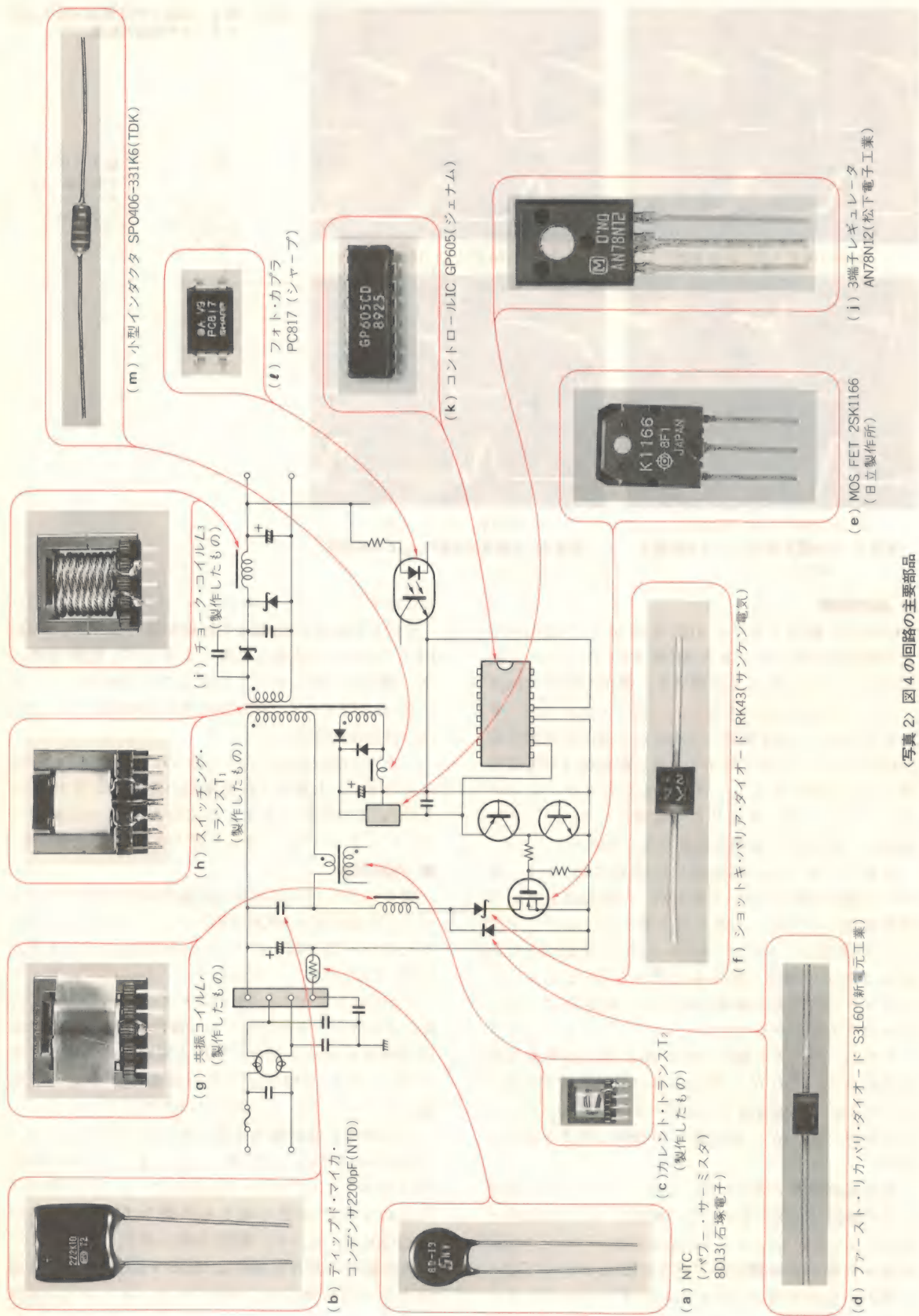
〈図5〉 図4の回路の基板パターンと部品配置の例(原寸・パターン面)



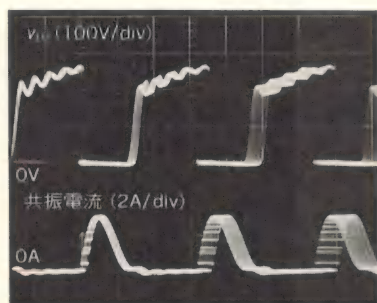
Tr2(1次側MOS FET)とD8(2次側SBD)に共通のヒート・シンク(1.5mm厚のアルミ板)を使用している(写真1とは異なる)。Tr2とヒート・シンクの間の絶縁に注意する。また、Tr2はアルミ・ブロックを使用、D8は足を曲げることでアルミ板に接触させている。C16、C17はパターン面に取り付けている。



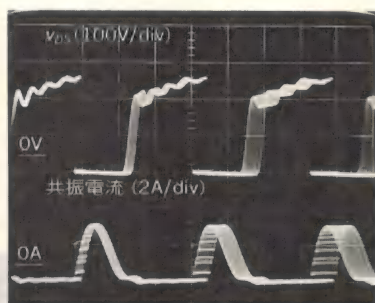
〈写真1〉 GP605 を使用した 5V・10A 全波電流共振電源の基板(パターン図とはヒート・シンクが異なる)



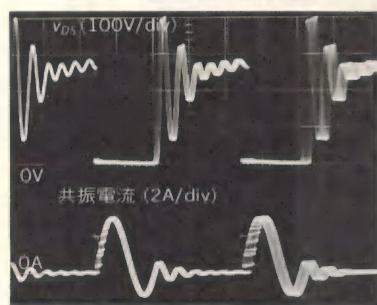
〈写真 2〉 図 4 の回路の主要部品



(a) AC100 V 入力, 10 A 出力

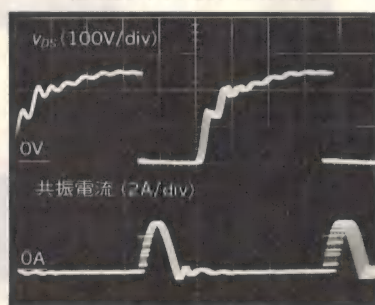


(a) AC100 V 入力, 10 A 出力



(b) AC100 V 入力, 5 A 出力

〈写真3〉全波電流共振の v_{DS} と共振電流
(1 μ s/div)



(b) AC100 入力, 5 A 出力

〈写真4〉半波電流共振の v_{DS} と共振電流
(1 μ s/div)

● 起動回路

GP605 を動作させるためには約 10 V で 25 mA 以上の電源が必要です。また MOS FET のドライブ段も含めると 50 mA 以上必要です。電源が起動すればトランスの補助巻線から電力の供給ができますが、それまでは AC 入力を整流して得られる高圧直流電圧を抵抗でドロップさせて得ます。また起動後は高圧直流電圧からの電流をストップさせるためトランジスタ Tr_1 とツェナ・ダイオード Z_1 で簡単なレギュレータを構成し、約 10 V の定電圧を作り出します。

起動するまでは、抵抗 R_1 に一時的に約 120 V、50 mA の電力 (6W) がかけられますが、起動後はトランス補助巻線から得られる電圧を 3 端子レギュレータで 12 V の定電圧にしてコントロール IC に供給するため、12 V より低い電圧に設定されている Tr_1 と Z_1 によるレギュレータの出力電流は阻止され抵抗 R_1 によるパワー・ロスもゼロとなります。

ただし、バイアス抵抗である R_2 と R_3 には常時電流が流れます。この R_2 と R_3 によるパワー・ロスをさらに小さくしたい場合は Tr_1 にダーリントン・トランジスタを用いて、 R_2 と R_3 の値を 10 倍ほど大きな値にします。

負荷に過電流が流れると、しゃっくりモードと呼ばれる保護回路が働きます。この保護については後ほど説明しますが、しゃっくりが始まると、トランス補助巻線から得る直流電圧が下がり、IC とドライブ段への電力の供給が再び Tr_1 と Z_1 のレギュレータによっ

て行れます。

そのため負荷の過電流や短絡が長く続くと、MOS FET や SBD の温度は上昇しませんが、起動回路の R_1 の温度が上昇します。しゃっくりが始まったときの IC およびドライブ段が消費する平均電流によって、 R_1 の許容電力を求めます。

トランス補助巻線によって得られる直流電圧は一定にならず、入力電圧と負荷電流の変化により 16 V から 25 V まで変化します。そのため 12 V の 3 端子レギュレータのパワー・ロスも最大 0.65 W になります。

● 共振回路

図 4 に示した回路図は全波電流共振と呼ばれるもので、共振電流は MOS FET のドレインからソース、またはソースからドレインの両方向に流れます。MOS FET にはソースからドレインの方向にダイオードが形成されている (ボディ・ダイオード) ため、外部にダイオードを付けなくても電流は流れますが、逆回復時間 t_{rr} が大き過ぎ、実用上問題があります。そこで、この t_{rr} が特別に小さい型番のダイオードを選んでソース・ドレイン間に付けます。

この回路では新電元工業の S3L60 (600 V、2.2 A、 $t_{rr} \leq 50$ ns) を D_7 として使っています。 D_6 は MOS FET のボディ・ダイオードが働かないようにするだけの目的なので (耐圧もほとんど要らず) V_F の小さい SBD (RK43, サンケン電気) を使います。

共振電流の順方向成分は MOS FET を、逆方向成分は D_7 を流れますが、負荷が大きいくほど逆方向電流

〈図7〉 図4の回路を半波電流共振に改造するときの回路の変更

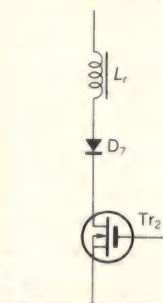
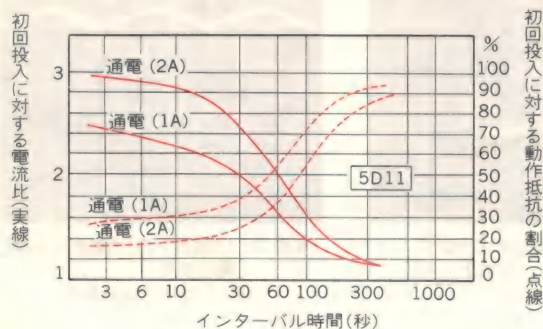


図4の D_6 と D_7 を取り去り D_6 のあったところに D_7 を入れる

〈図 6〉⁽²⁾ パワー・サーミスタの電源再投入特性



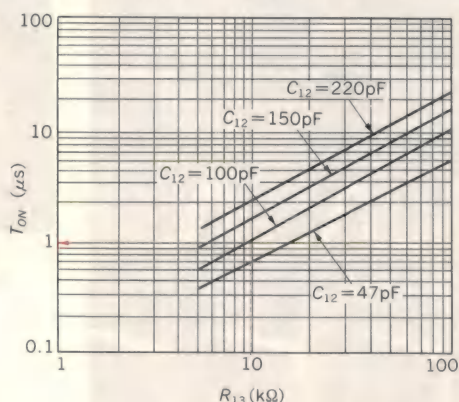
パワー・サーミスタを突入電流防止用に使う場合、電源を OFF してから再度 ON するときに流れる突入電流に注意が必要。例えば通電状態の電流が 1A の場合、電源 OFF 後 15 秒で再度 ON すると初回の突入電流の 2.2 倍の突入電流が流れるのがグラフから読みとれる。

は小さくなります。負荷が 10 A と 5 A のときの MOS FET の v_{DS} と共振電流の波形を写真 3 (a) と (b) にそれぞれ示します。10 A の最大負荷では共振電流の逆方向がほとんどありませんが、5 A では逆方向が大きくなっています。また D_7 の t_{rr} によって、逆方向電流がゼロになっても OFF せずに流れてしまうため、共振電流が実際には完全なゼロ・クロスとならず、共振コイルがリングングを起こして v_{DS} が大きくはね上がっています。

いっぽう、図 4 の回路の MOS FET と D_6 、 D_7 からなる回路を図 7 のように変更すると(他の回路はまったく同じ)半波電流共振に変身します。半波電流共振は共振電流の順方向のみを流すだけでよく、MOS FET のボディ・ダイオードを完全に働かないように逆阻止のダイオードを直列に挿入します。このダイオードは、図 4 の D_7 と同じ型番です。この半波電流共振の負荷が 10 A と 5 A のときの MOS FET の v_{DS} と共振電流の波形を写真 4 (a) と (b) にそれぞれ示します。10 A でも 5 A でも逆方向電流がありません。また 5 A の v_{DS} 波形には大きなはねかえりが見られません。

こうして全波と半波を比較すると、半波のほうが MOS FET にかかるストレスも小さくて好ましいのですが、軽負荷時に発振が安定しないという問題があります。図 7 のように半波に改造した場合は最低負荷として 2 A 必要です(チョーク・コイル L_3 のインダクタンスを大きくするともっと小さな電流までとれる)。そこで、電流範囲をほぼゼロから 10 A までとりたい場合は全波を、また 2~10 A でよい場合は図 7 のように変更した半波を使用します。以降の説明は全

〈図 8〉⁽¹⁾ GP605 の出力パルスの幅 T_{ON} と C_{12} 、 R_{13} の関係



波を一応基本にしていますが、半波にも応用できる内容となっています。

共振回路の L_r と C_r は、

$$T_{ON} = 0.75 (2\pi \sqrt{L_r \cdot C_r}) \dots\dots\dots (1)$$

T_{ON} : MOS の ON 時間。 C_{12} と R_{13} の値によって決まる。

を満足するように選びます[第 10 章 Appendix の(12)式]。図 4 の回路では L_r が 33 μ H、 C_r が 2200 pF です。このとき、 T_{ON} は、

$$T_{ON} = 0.75 \times 2 \times \pi \sqrt{33 \times 10^{-6} \times 2200 \times 10^{-12}} \\ = 1.27 \times 10^{-6} (\text{sec}) \dots\dots\dots (2)$$

と求まります。次に C_{12} と R_{13} の値を図 8 に示した T_{ON} と C_{12} 、 R_{13} の値のグラフから選びます。それぞれ 100 pF と 10 k Ω とします。

電流共振の場合、 T_{ON} と共振周期の関係を正しく選ぶ必要がありますので、 L_r と C_r はいずれも正しく測定した値を式に代入してください。また L_r はショート・リングを被せる前と後ではだいたい値が変わりますので、めんどくでもショート・リングを付けて測定するようにします。 C_r は温度特性の良いものを選びます。

また、 L_r と C_r に流れる電流が大きいため、 L_r は線径に余裕をもたせ、 C_r は ESR の小さいものを選ぶようにします。図 4 では C_r にディップト・マイカを使用しています。

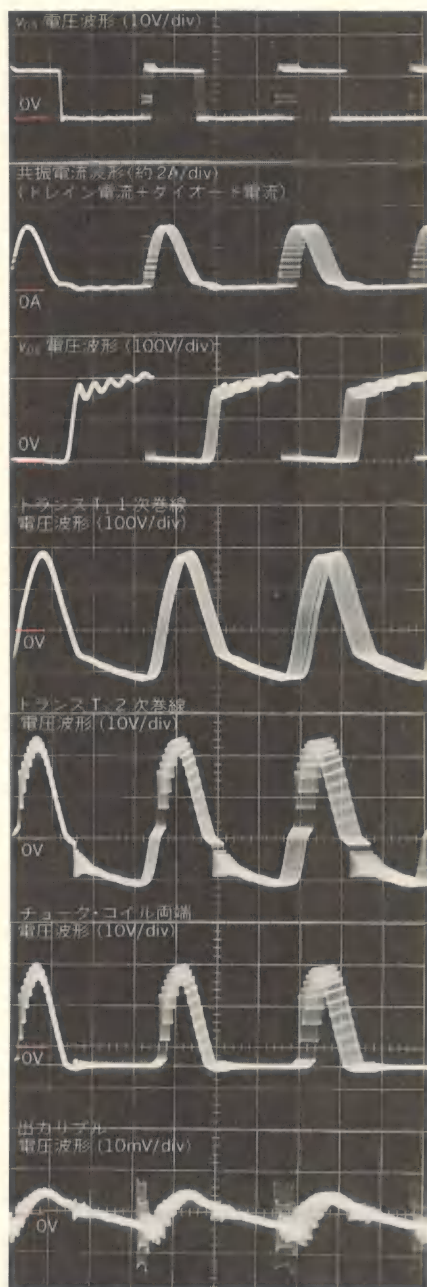
共振回路の特性インピーダンス $\sqrt{L_r/C_r}$ は第 10 章の Appendix の(10)式を応用して求めます。共振回路 L_r と C_r 、および電圧 V_{IN} を 2 次側に等価変換するためにこの(10)式の L_r 、 C_r 、 V_{IN} にそれぞれ、

$$L_r \rightarrow \left(\frac{n_s}{n_p}\right)^2 \cdot L_r, \quad C_r \rightarrow \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 \cdot C_r$$

$$V_{IN} \rightarrow \frac{n_s}{n_p} \cdot V_{IN}$$

を代入します。すると、

$$\left(\frac{n_s}{n_p}\right)^2 \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} < \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{V_{IN}}{I_o} \dots\dots\dots (3)$$



〈写真5〉 AC100V入力、10A出力時の各部波形(1μs/div)

となります。これを整理すると、

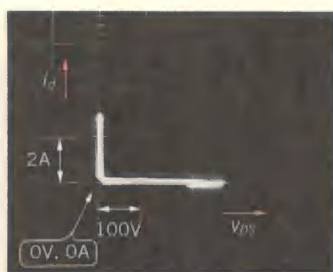
$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} < \frac{n_p}{n_s} \cdot \frac{V_{IN}}{I_o} \dots\dots\dots(4)$$

と求めます。

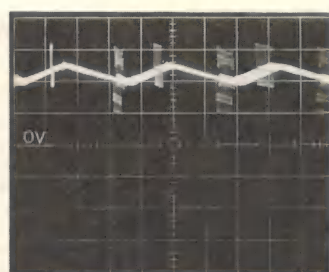
$n_p=20$, $n_s=2$, $V_{IN}=125\text{ V}$, $I_o=10\text{ A}$ を代入し、

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} < 125(\Omega) \dots\dots\dots(5)$$

と求めます。 $V_{IN}=100\text{ V}$ を入れると、上式の右辺は100となります。 L_r が33μH、 C_r が2200pFの場



〈写真6〉 V_{DS} と i_D のローカス
(AC100V入力、10A出力時)



〈写真7〉 16番ピンの(過電流しゃ断)
電圧波形
(1.0V/div, 1μs/div)

合 $\sqrt{L_r/C_r}$ は122Ωです。 V_{IN} が100Vに対してはややインピーダンスがオーバーぎみで、 L_r を少し小さくしたほうがよいようにみえます。ただし、この点は実験後の再調整で対応してください。

● スイッチング回路

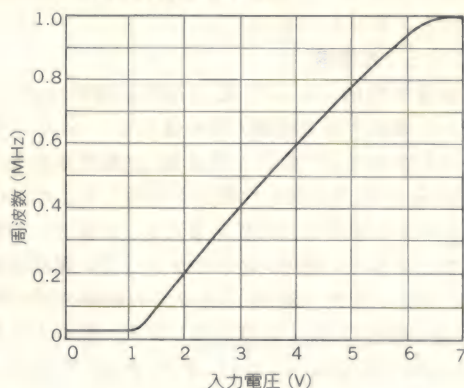
(1)式でスイッチング回路の T_{ON} と共振周波数の関係を示しました。式が意味しているのは、共振周期の3/4を T_{ON} にすることですが、共振周期の3/4は共振電流の逆方向電流がピークになるときです。この逆方向のピークは負荷電流の増加にともなってゼロに近づきますが、ゼロになる負荷電流が共振電源として出せるパワーの最大値です。また、そのときの共振電流の順方向電流が流れる期間は共振周期の3/4になります。

共振電流の波形はすでに写真3と写真4で示しましたが、さらに v_{GS} 電圧波形から出力リプル電圧波形までの各波形を時間軸をそろえて写真5に示します。この v_{GS} 電圧波形より T_{ON} が約1.3μsになっているのがわかります。また共振電流波形より、逆方向電流(ダイオード電流)がゼロで、MOS FETのドレイン電流が100%であることもわかります。この共振電流と v_{DS} 電圧波形を比べると、ZCS(電流ゼロのスイッチング)になっていることがわかります。このことは、 v_{DS} と i_D のローカスをとった写真6でさらにはっきりします。出力リプル電圧波形のスパイクはMOS FETがONするときにもっとも大きく出ていますが、OFFするときはかなり小さくなっているのがわかります。

上のことから、このスイッチング回路はOFF時のスイッチング・パワー・ロスがほぼゼロで、MOS FETに加わるストレスや、スパイクの発生もかなり小さいといえます。しかし、写真5と写真6に示した現象ではわかりにくいのですが、MOS FETがONするときのロスが小さくなっていません。このロス $P_{C(ON)}$ はCapacitive Turn On Lossと呼ばれ、MOS FETの出力容量 C_{OSS} と、ターンON直前の V_{DS} 、およびスイッチング周波数 f_s から、

$$P_{C(ON)} = \frac{1}{2} C_{OSS} \cdot v_{DS}^2 \cdot f_s \dots\dots\dots(6)$$

〈図 9〉⁽¹⁾ GP605 の 13 番ピン(VCO 入力端子)の入力電圧と VCO の周波数



と求められます。写真 5 の場合は、

$C_{oss}=410 \text{ pF}$ (2SK1166 のデータ・シートより)

$V_{DS}=200 \text{ V}$ (写真 5 より)

$f_s=300 \text{ kHz}$ (写真 5 より)

より、

$$P_{C(ON)}=2.5 \text{ W}$$

と求まります。この MOS FET の出力容量によるターン ON ロスは電流共振型の大きな欠点といえます。電圧共振型は電圧がゼロでターン ON/ターン OFF するため、ON 時/OFF 時いずれのスイッチング・ロスもありません。したがって将来的には電圧共振型がより注目されます。ただし、電圧共振型は軽負荷時の対策が必要となり技術的な課題も少なくありません。

MOS FET のロスは C_{oss} によるターン ON ロスのほかにオン抵抗によるロス $P_{R(ON)}$ があります。この $P_{R(ON)}$ は MOS FET の ON 抵抗 R_{ON} と実効ドレイン電流 $I_{D(RMS)}$ から、

$$P_{R(ON)}=R_{ON}\{I_{D(RMS)}\}^2$$

と求められます。そこで、写真 5 の場合は、

$$R_{ON}=0.45 \Omega \text{ (2SK1166 のデータ・シートより)}$$

$$I_{D(RMS)}=1.15 \text{ A (写真 5 の波形より近似計算)}$$

より、

$$P_{R(ON)}=0.60 \text{ (W)}$$

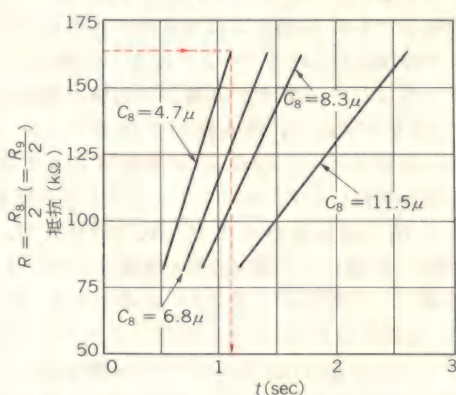
と求まります。ドレイン電流のピーク値が大きい分実効値も大きくなり、 $P_{R(ON)}$ も大きくなるのは電流共振型の別の欠点のひとつであるといえます。

$P_{C(ON)}$ と $P_{R(ON)}$ の合計である 3.1 W が MOS FET のパワー・ロスとなります。出力 10 A 時の入力電力 67 W (効率 75 % と仮定) の 5 % ほどになります。

● 定電圧制御

図 4 の回路図において、出力電圧が設定値より少し下がると、IC₃ のカソード電流が減少し、フォト・カプラの LED の光量が減り、フォト・トランジスタのコレクタ電流が減少します。コレクタ電流の減少により、IC₁ の 13 番ピンの電圧が上がります。13 番ピン

〈図 10〉⁽¹⁾ 過負荷時のしゃっくり保護が働いたときのしゃっくりの間隔と R_8 、 R_9 と C_8 の関係



は VCO の入力端子ですので、VCO の発振周波数が増え、共振回路による共振エネルギーの発生回数を増やして、2 次側により多くのエネルギーを送り、下がった電圧を埋め合わせようと働きます。13 番ピンの電圧と VCO の周波数の関係を図 9 に示します。

電源を投入した瞬間は出力電圧もゼロですから、最大周波数のスイッチングでスタートしてしましますが、これを抑えるソフト・スタート機能が 12 番ピンです。12 番ピンには $4.7 \mu\text{F}$ のコンデンサが付けられていますが、これによって約 40 ms のソフト・スタートが得られます。

第 10 章の共振チョッパで、半波共振と全波共振のそれぞれのスイッチング周波数の変化について説明していますので参照してください。全波共振の場合は入力電圧の変動に対しては周波数は変化しますが、出力電流の変動に対しては周波数はそれほど変化しません。いっぽう半波共振の場合はいずれの場合も変化を示します。

今のところ、共振用コントロール IC として発表されているものはスイッチング周波数を変化させて定電圧制御させるものがほとんどですが、固定周波数で定電圧制御させるタイプも商品化が検討されています。

● 過電流検出

共振電流のピーク値は共振回路の特性インピーダンス $\sqrt{L_r/C_r}$ で決まりますが、トランス T₁ の 1 次巻線の電流は 2 次側の出力電流に比例します。そこで、カレント・トランスを使ってトランス 1 次巻線の電流を検出します。カレント・トランスは電流を電圧に変換する際に便利なもので、1 次、2 次の巻数をそれぞれ n_p 、 n_s 、2 次巻線に接続される抵抗を R とすると、1 次巻線の電流 i に対して、抵抗 R 両端の電圧はコアの保磁力を無視すると、

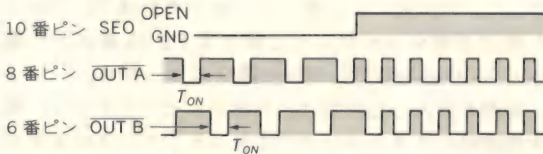
$$\left(\frac{n_p}{n_s} i\right) \cdot R \dots\dots\dots (7)$$

で表わすことができます。

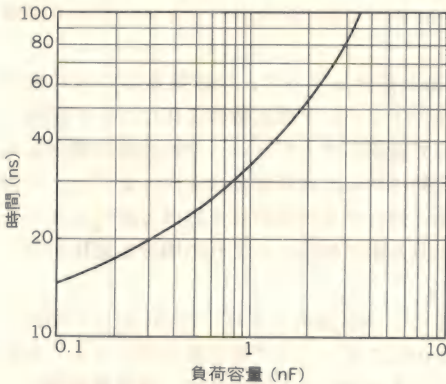
図4の回路では1次巻線の正方向の電流だけを検出するようにダイオードを入れ、また、ICの過電流検出端子である16番ピンに時定数がそれほど大きくない平滑回路を入れてフラットに近い三角波が入力されるようにしています。16番ピンの検出電圧は代表値で3.2Vですので、最大負荷で16番ピンに入力される三角波のピーク値が**3.0V弱程度**になるように R_5 の値を調整します。カレント・トランスの巻き方によって R_5 の値も変わります。AC100V入力、10A出力時の16番ピンの電圧波形を写真7に示します。

16番ピンの電圧が一度3.2Vに達すると、ICの出力は一度遮断されます。その後再スタートするまでに、ジェナム社がHiccup(しゃっくり)保護と呼んでいる過程をとります。5V出力が無負荷から最大負荷ま

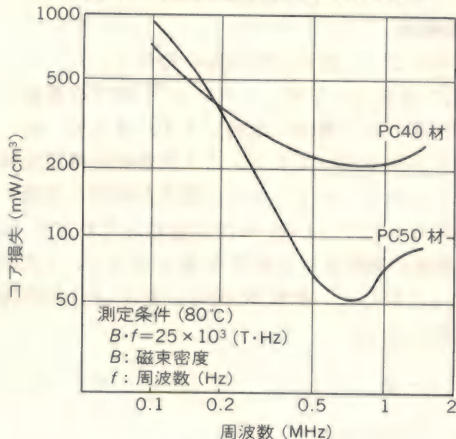
〈図11〉⁽¹⁾ GP605の10番ピンをオープンで使う場合とグラウンドで使う場合のIC出力のちがい



〈図12〉⁽¹⁾ GP605の8番ピンまたは6番ピンに接続されるコンデンサ容量に対する立ち上がり/下降時間



〈図13〉⁽³⁾ PC50とPC40の鉄損の比較



で瞬時に変わるダイナミック負荷では、過電流検出が敏感になります。このような場合は R_{17} と C_{15} の値も調整する必要があります。

● しゃっくり保護

過負荷や短絡によってICの出力が遮断すると、2番ピンの電位がある範囲の値に達するまでICは再スタートしません。2番ピンにはICの基準電圧を2本の抵抗 R_8 と R_9 で分圧した電圧を入力しますが、 C_8 が R_8 に平行に付けられているため、2番ピンの電圧が立ち上がるのに時間がかかります。この遅延時間を図10に示します。図10のグラフの縦軸の抵抗値は $R_8=R_9$ の場合の $R_8/2$ の値を示します。図4の定数では $R_8=R_9=330k\Omega$ 、 $C_8=4.7\mu F$ ですので、約1.1秒の遅延時間となります。電源が過負荷状態になったときや短絡のときには、1.1秒おきに、スタートと遮断を繰り返します。したがってMOS FETやSBDは発熱しませんが、ICへの電力供給が高抵抗 R_3 を通して行われるため、 R_3 の温度が上昇します。

しゃっくり保護からスタートするときもかならずソフト・スタートを経由します。また電源投入時も、 C_8 を充電する時間、立ち上がりが遅れます。また、 C_8 を R_8 ではなく R_9 に平行に付けても同じ結果が得られます。これは、2番ピンの電圧がある範囲内(ほぼ2~3V)に入らないと再スタートしないからです。

〈図14〉 トランス T_1 の巻線仕様

コア形状	PQ26/25(TDK)		
コア材質	PC50		
ボビン	BPQ3 26/25-1112CP		
ギャップ	なし		
巻線仕様	巻順	ピン番号	巻数
	S $\frac{1}{2}$	⑨→③	1回
	P	①→③	20回
	S $\frac{3}{2}$	③→⑩	1回
	P'	⑤→④	6回
巻線構造			
層間テープ	S $\frac{1}{2}$ とPの間: 25 μ mポリエステル・テープ3回		
	PとS $\frac{3}{2}$ の間: 25 μ mポリエステル・テープ3回		
インダクタンス	S $\frac{3}{2}$ とP'の間: 25 μ mポリエステル・テープ1回		
	外周: 25 μ mポリエステル・テープ3回		
インダクタンス	1次巻線(P): 1.3mH		
	リーケージ・インダクタンス: 6.4 μ H(S側ショート時)		

● ドライブ出力

ICの出力端子は6番ピンと8番ピンです。これらふたつ端子からの出力は、10番ピンがオープンの場合は同相、10番ピンがグラウンドの場合は周波数が半分に減って交互となります。そのようすを図11に示します。

プッシュプル(またはハーフ・ブリッジ)の場合は10番ピンをグラウンドして使いますが、今回のように一石の場合は10番ピンをオープンにして(同相にして)、6番ピンと8番ピンの出力を合わせて使います。

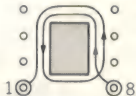

ふたつの出力端子ともアクティブ・ローすなわち、ON 期間は低電位となりますので、図4の回路のようにドライブ段を挿入してMOS FETをドライブします。ドライブ段の出力はアクティブ・ハイとなります。

出力端子に容量性負荷を接続したときの立ち上がり時間と下降時間のグラフを図12に示します。図4の回路では C_{10} と C_{11} が容量性負荷に相当しますので、これらのコンデンサの容量は小さい方がベターですが、あまり小さすぎると、ドライブ段の出力パルスがなまってしまいます。MOS FETの C_{iss} の1/10程度を目安に決めます。

● GP605のその他の機能

低圧入力と過大入力時にはICの出力を遮断することができます。この機能を得るピンは15番ピンです。このピンは上下にスレッシュホールドを持つコンパレータ(ウィンドウ・コンパレータ)の入力端子となっており、入力電圧を適当な2本の抵抗で分圧した電圧を加えることで機能します。ただし、図4の回路ではこの機能を使っていません。また、この機能を停止する場合には約2.5Vの電圧を15番ピンに入力しておきます。3番ピンは5Vの基準電圧出力端子ですが、この5V

〈図15〉 カレント・トランス T_2 の巻線仕様

コア形状	EE10/11												
コア材質	PC40(1BH _{7C4})												
ボビン	BE10-118CPS												
ギャップ	なし												
巻線仕様	<table><tr><td>巻順</td><td>ピン番号</td><td>巻数</td><td>線径</td></tr><tr><td>S</td><td>③→④</td><td>40回</td><td>0.14mmφ</td></tr><tr><td>P</td><td>⑧→①</td><td>2回弱</td><td>0.35mmφ×3</td></tr></table>	巻順	ピン番号	巻数	線径	S	③→④	40回	0.14mmφ	P	⑧→①	2回弱	0.35mmφ×3
巻順	ピン番号	巻数	線径										
S	③→④	40回	0.14mmφ										
P	⑧→①	2回弱	0.35mmφ×3										
巻線構造	<div></div> <p>Pの巻線のようなす (ボビン下側から見て)</p> <p>・バリア・テープなし ・層間テープは25μmを3回</p>												

を R_{10} と R_{16} (いずれも1kΩ)で分圧して15番ピンに加えています。

ICの5番ピンはパワー・グラウンド・ピンで、4番ピンが小信号のグラウンド・ピンです。それぞれのグラウンドは別々に3端子レギュレータの出力コンデンサのグラウンド側に接続されるようにパターンを考える必要があります。

トランスとチョーク・コイルの作り方

● メイン・トランス T_1

第10章のコラムで周波数と鉄損について解説しましたが、周波数が高くなるほど磁束密度変化量を下げるか、またはコア材質を変えなければ鉄損は増えてしまいます。TDKからPC50というコア材が、1MHzスイッチング対応として出ていますので、それを使うことにします。PC50がPC40に対してどのくらいコア・ロスが抑えられるか図13に示します。図より周波数が200kHzを超えるところからPC50のロスが小さくなっているのがわかります。

トランス T_1 に用いたコア形状はPQ26/25Z12です。PQコアはTDKのオリジナル製品で、体積に対する断面積の割合が大きくなっていて、巻数になるべく少なくしたトランスの設計には便利なものといえます。

トランス T_1 の仕様を図14に示しました。鉄損と銅損については正確に求めていますませんが、コアの温度上昇からみて、合わせて1.5W以内と思われます。

第9章のFCCのトランスの1次巻線も今回のトランス T_1 の1次巻線も0.2mmを7本束ねて用いますが、7本を束ねると、図14のように1本の線を6本の線がちょうど取り巻くようになり巻き易くなります。線を束ねて巻く場合には7本/束にすると便利です。ただし束ねないで平たく並べて巻く場合は7本に限る必要はありません。

〈図16〉 共振コイル L_r の巻線仕様

コア形状	EER28
コア材質	PC40(1B H _{7C4})(できれば、PC50のほうがよい)
ボビン	BEER28-1110CP
ギャップ	0.5~1.0 mm スペース・ギャップ (インダクタンスによって調整)
巻線仕様	線材: 0.35 mmφ × 7 巻数: 21.5 回 ピン: ③→⑧
ショートリング	コア外周に0.2 mm × 13 mmの銅板によるショート・リングを施す。
インダクタンス	33 μH (ショート・リングを付けて測定)

また、表皮効果を考えた場合電流の流れる有効な表面からの深さ δ は、

$$\delta = \frac{66}{\sqrt{f}} \text{ (mm)} \quad \dots\dots\dots (8)$$

f : 周波数 (Hz)

と表すことができますので、共振周波数が 620 kHz の場合、0.083 mm となります。したがって、直径が 0.16mm 程度の線材をなるべく多く束ねるか、または **フォイル材を使用する** のが有効です。この場合巻数が少ないことから、フォイル材の方がむしろ良いと思われます。

フォイル材の場合は 30 μ m 厚で 9 mm 幅の銅フォイルを 1 次巻線に用います。参考までですが、フォイ

〈図 17〉 チョーク・コイル L_3 の巻線仕様

コア形状	EER28
コア材質	PC40 (旧 H _{7C4}) [PC30 (旧 H _{7C1}) でも使用可]
ボビン	BEER28-1110CP
ギャップ	0.5 mm スペース・ギャップ
巻線仕様	線材: 0.6 mm ϕ \times 7 巻数: 17 回 ビン: ②→④
インダクタンス	41 μ H

ル材が手に入らない場合は基板の銅はくをはがして用いるという手段もあります。ただし、これはあくまで

共振電源用コントロール IC

最近になって発表または発売された共振電源用のコントロール IC をいくつか紹介します。

■ ジェナム社

● GP605

本文で紹介した IC です。電流共振用コントロール IC で、出力モードを切り替えることにより、**シングルエンド** (トランジスタ 1 石用) でも、**コンプリメンタリ** (ハーフブリッジ用) でも使い分けることができます。出力モードはアクティブ・ローです。

● GP6040/GP6041

このふたつはいずれも **シングルエンド出力** (トランジスタ 1 石用) の電流共振用コントロール IC で、GP6040 は出力モードがアクティブ・ロー、GP6041 はアクティブ・ハイになっており、そのほかは同じスペックです。出力遮断回路は、自動的にリセットされるものと電源を切らないとリセットされないものとふたつ用意されています。

● GP6050/GP6051

GP605 とほぼコンパクトのまま、起動電流が小さく改良され、さらに自動リセットができない遮断回路が追加されています。また、GP6050 は出力モードがアクティブ・ロー、GP6051 がアクティブ・ハイとなっています。GP605 と同様ハーフブリッジを駆動できる **コンプリメンタリ出力の電流共振電源用** コントロール IC です。ただし、GP605 と異なり、出力モードを切り替えて **シングルエンド** にすることはできません。

● GP6140/GP6141

いずれも **シングルエンド出力の電圧共振用** コントロール IC で、GP6140 は出力モードがアクティブ・ロー、GP6141 がアクティブ・ハイとなっています。

■ マイクロ・リニア社

● ML4815

シングルエンド出力の電圧共振用 です。

● ML4816

コンプリメンタリ出力の電流共振、電圧共振両用 です。

■ モトローラ社

● MC34066/33066

コンプリメンタリ出力の電流共振、電圧共振両用 です。MC34066 と MC33066 の違いは動作周囲温度範囲 (MC33066 が広い) だけです。

■ ユニロード社

● UC1860/2860/3860

コンプリメンタリ出力の電流共振用 コントロール IC です。三つのナンバの違いは動作周囲温度範囲 (UC1860 がもっとも広い) だけです。

● UC1861/64/65, UC2861/64/65, UC3861/64/65

これらはひとつのファミリのナンバで、IC を構成するブロックは同じです。UC18 \times \times 、UC28 \times \times 、UC38 \times \times の違いは動作周囲温度範囲だけです。ただし、UC \times \times 61、UC \times \times 64、UC \times \times 65 は次のように使い分けられます。

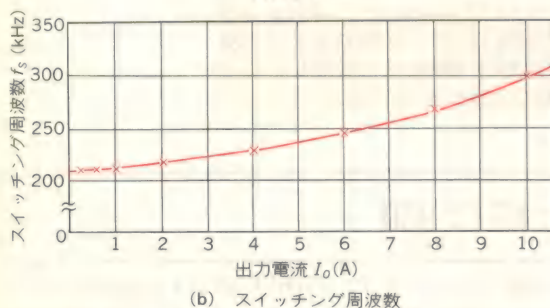
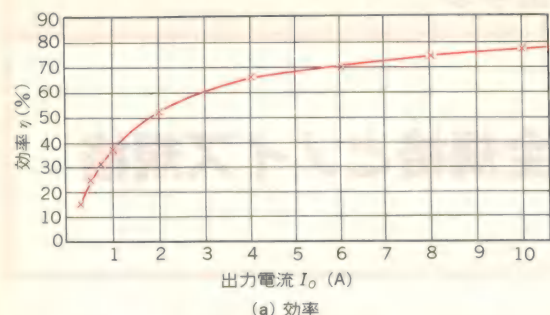
UC \times \times 61: **コンプリメンタリ出力の電圧共振用**
UC \times \times 64: **シングルエンド出力の電圧共振用**
UC \times \times 65: **コンプリメンタリ出力の電流共振用**

*

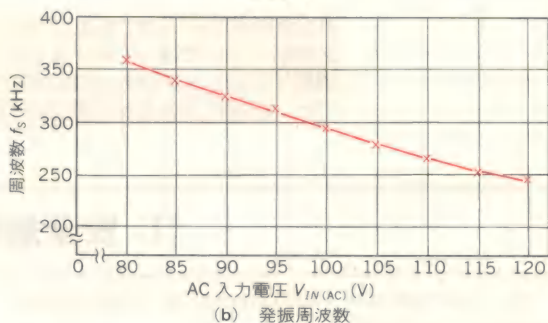
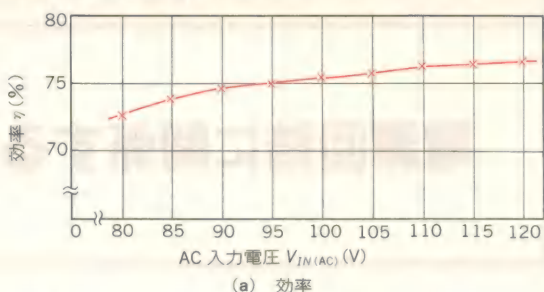
*

以上、共振電源用コントロール IC のなかからいくつかあげてみました。上にあげたコントロール IC はいずれも、ON 期間一定、または OFF 期間一定の PFM (Pulse Frequency Modulation) です。

〈図 18〉 出力電流に対する効率とスイッチング周波数の変化
(入力：AC100 V 一定)



〈図 19〉 AC入力電圧に対する効率とスイッチング周波数の変化
(出力：5 V 10 A 一定)



も実験用の話ですが、

● カレント・トランス T_2

カレント・トランス T_2 の仕様を図 15 に示します。
カレント・トランスはすでに説明したように過電流を検出するためのものです。1 次電流が通過する巻線のインダクタンスが大きくならないように断面積の小さいコアを用いて、かつなるべく巻数を少なくします。

● 共振コイル L_r

共振コイルはインダクタンスが小さいので空芯に巻いて得ることもできます。こうすることで鉄損もなくすることができます。しかし、かなり大きな磁界を発生するためやはりコアを使用します。コア材や線材の考え方はメイン・トランス T_1 と同じですが、PC50 のコア材で EER28 の形状のものが無いので、PC40 を使用しました。EER28 を使用したのは電源の高さを 30 mm 以内に抑えるためですが、その必要がない場合は PC50 の EER28L を使うこともできます。

共振コイル L_r の仕様を図 16 に示します。

● チョーク・コイル L_s

第 9 章の FCC のチョーク・コイルと基本的に同じと考えることができます。ただし、FCC の場合は出力電流が臨界電流を多少下まわっても安定した発振をしますが、この共振型の場合は不安定になることがあります。したがって、大きめのインダクタンスを用いたほうが軽負荷まで使えます。特に半波電流共振に改造する場合は、インダクタンスを大きくしたほうがよいでしょう。

チョーク・コイル L_s の仕様を図 17 に示します。

測定と性能評価

図 4 の回路による全波電流共振の場合の出力電流に対する効率とスイッチング周波数および入力電圧に対する効率とスイッチング周波数のグラフをそれぞれ図 18 と図 19 に示します。

なお、負荷変動は 0.25~10 A で 8 mV の変化、また入力変動は 80~120 V で 1 mV 以下の変化と十分小さいのでグラフを省略しました。

図 17 より、負荷が軽くなるほど効率が下がっているのがわかります。これは負荷電流に関係なく共振電流が流れてしまっているからで、半波電流共振にすることにより大幅に改善されます。ただし、このときはスイッチング周波数も大きく変化するようになります。

● 参考・引用文献 ●

- (1)* Gennum, IC Data Book, 1990-1991.
- (2)* 石塚電子株, パワーサーミスタ, Cat. No.61, 1990 年 3 月.
- (3)* TDK 0.5~1MHz スイッチング電源用フェライトコア PC50 材, BAJ-019A, 1990 年 8 月.
- (4) Fred C. Lee: Quasi-Resonant Switching Techniques for DC-DC Converters, IEEE PSEC Conference, 1987.
- (5) Steve Freeland and R.D.Middlebrook: A unified analysis of converters with resonant switches, IEEE PSEC Conference, 1987.
- (6) Unitrode, Linear IC Data Book and Applications Handbook 1990.
- (7) 日立パワー MOS FET, データブック, 1989 年 3 月.

IEC 950 と VCCI 規格を中心に解説する

電源回路に関する安全規格とノイズ規格

安全規格については、IEC 950 をとり上げて解説します。また、ノイズ規格については VCCI をとり上げて解説します。いずれもすべてを網羅することはできませんので、詳細は原文を参照してください。ここでは、原文に入るための準備を行うつもりで読んでください。

① 安全規格と IEC 950

IEC(International Electrotechnical Commission)が定めている安全規格は、

- ・ IEC 380(Safety of electrically energized office machine)
- ・ IEC 435(Safety of data processing equipment)
- ・ IEC 950(Safety of information technology equipment including electrical business equipment)

の三つに分かれていましたが、これらは、1990 年から 1991 年にかけて **IEC 950 に統合**されました。

いっぽう、通産省でも電気用品の技術基準に国際規格を採用するため、電気用品の技術上の基準を定める省令第 2 項の基準として IEC 950 を認める方針を出しています。

そのため、この IEC 950 は電源が国際仕様の場合に限らず、日本仕様の場合でも必要な規格となってくるといえます。

IEC 950 は、情報機器、事務機器を操作する人やそれらの機器に触れる一般人、それにメンテナンスを行う人の**安全を確保**するために定められた規格です。規格は感電と火災に対して人体を保護するために機器の設計と製造において守らなければならない技術基準と、機器の検査方法判定基準を定めています。具体的内容は用語の定義から始まりかなりの量にのぼるため、ここではトランスを巻く上で必要なことがらを解説します。

空間距離と沿面距離

空間距離は IEC 950 の Amend 2(修正分冊 2)原文の TABLE III と TABLE III A および TABLE IV に

掲載されています。TABLE III は 1 次回路および 1 次-2 次間の空間距離を、TABLE IV は 2 次回路の空間距離をそれぞれ規定しています。

TABLE III A は Amend 2 によって新たに設けられたもので、1 次回路における空間距離を繰り返しピーク電圧の大きさによって差を付けるという考えに基づいています。

具体例としては、AC 220/240 V 系で、1 次回路の繰り返しピーク電圧が 600 V ほどになる部分(スイッチング・トランジスタのコレクタと他の電極の間など)は、従来 Operational insulation(後述の用語の説明を参照)として 3.0mm の空間距離を必要としましたが、この Amend 2 では、TABLE III より基本的な値である 1.7 mm、TABLE III A より繰り返しピーク電圧 600 V に応じた 0.3 mm をそれぞれ加えた 2.0 mm でよいことになります。**トランスの 1 次メイン巻線と 1 次補助巻線のピンの位置を決める場合も従来より短い間隔でよく、ボピンのサイズも小さくて済むようになる**といえます。

沿面距離は IEC 950 原文の TABLE V に掲載されています。トランスを用いる沿面距離は Pollution degree 1(後述の用語の説明参照)の値を適用できるので、**ほとんどの場合 TABLE III の空間距離と一致**します。ただし、上に述べた 1 次回路における空間距離ではなく、1 次-2 次間の空間距離として求めるので、TABLE III の Insulating working voltage の解釈については IEC 950 clause 2.2.7 の参照が必要です。

TABLE III, III A, IV, V および clause 2.2.7 は掲載しませんが、それらを参照する場合には、次の用語の概略の意味を参考にしてください。

・ Clearance :

空間距離。ふたつの導体間を、空間を通じて結ぶ最短距離のこと(図1)

・ Basic insulation :

基礎絶縁。感電に対する基礎的な保護を行うために施される絶縁のこと。

・ Supplementary insulation :

補助絶縁。基礎絶縁が効かなくなったときに感電に対する保護を確保するため、基礎絶縁とは別に施されている独立した絶縁のこと。

・ Operational insulation :

動作絶縁。装置が正常動作するために必要な絶縁のこと。

・ Double insulation :

2重絶縁。基礎絶縁と補助絶縁の両方からなる絶縁のこと。

・ Reinforced insulation :

強化絶縁。感電に対して2重絶縁と同じレベルの保護を行う単一の絶縁のこと(トランスの1次巻線と2次巻線間の絶縁)。

・ Pollution degree 1 :

ごみや湿気を寄せつけないようにシールされた部品およびアセンブリに適用される(一般のトランスはこの Pollution degree 1 の適用が可能)。

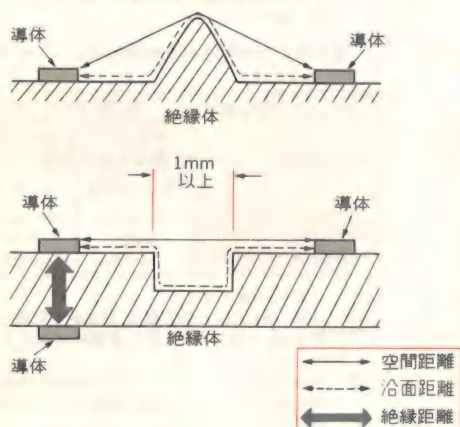
・ Pollution degree 2 :

IEC 950 がカバーする情報機器事務機器に適用される。

・ Pollution degree 3 :

装置の内部で、導電性の汚れ、または非導電性の汚れであっても結露によって導電性になる汚れの付きやすい環境におかれた部分に適用される。

〈図1〉 空間距離、沿面距離および絶縁距離



・ Working voltage :

装置が定格電圧で正常使用されたときに、絶縁体にかかる最大電圧(定格電圧は製造会社が決める値)。

・ Cleepage distance :

沿面距離。ふたつの導体間を、絶縁体表面に沿って結ぶ最短通路の長さのこと(図1)

規格書の表の中に出てくる Insulation working voltage は、交流ならば実効値、直流ならばリプルも含めた波高値としていますが詳しくは原文の Clause 2.2.7 を参照してください。

絶縁距離

板状の絶縁材、またはトランスの絶縁テープのようなシート状の絶縁材については、原文の Clause 2.9.4 が適用されます。その中の、絶縁テープの規格と巻く回数を定めている箇所は、

① 強化絶縁は、1層当たりの耐圧が強化絶縁用耐圧試験にパスする材質のもの2層からなっていること、または、

② 強化絶縁は、2層の耐圧が強化絶縁用耐圧試験にパスする材質のもの3層からなっていること。

と解釈できます。早くいえばテープを2回巻くか3回巻くかですが、それはテープ1枚当たりの耐圧によるということになります。

耐圧試験

テープなどの絶縁材の耐圧試験に用いられる電圧は IEC 950 原文の TABLE XV の Part 1 と Part 2 に掲載されています。TABLE XV では耐圧試験の電圧が、working voltage によって区別されていて、130 ~ 1000V の間は、Reinforced insulation の場合 3000 V 共通となっています。また、130 V 以下では 2000 V となっています。working voltage の解釈によれば、AC 85 ~ 132 V を定格入力電圧として申請する場合は、220/240 V 系と同じ 3000 V の耐圧試験が適用されることになります。

試験電圧は、50 Hz または 60 Hz の sin 波か、あるいはそのピーク値に相当する DC 電圧を1分間加えます。

トランスの場合は、装置の温度が安定するまでヒート・ランさせた後で行います。

TABLE XV に出てくる用語の body とは、触れることのできる金属部分、取っ手のようなもの、または触れることができる絶縁物表面に付いている金属製フォイル(箔)のすべてをいいます。

▶ IEC 950 規格書, Amend 2 購入先: 財団法人規格協会 ☎ 03(3583)8001

② ノイズ規格とテスト・サイト

ノイズ規制は製品によって規格が異なっています。最近急速に普及している**情報処理装置**に対しては、従来の製品に対して適用されていた電気用品取締法とは別に**VCCIの規格が適用**されます。ただし、VCCIは法律ではなく自主規制です。VCCIのVはVoluntaryの略です。

いっぽう、国際的にはIECの国際無線障害特別委員会(CISPR)がノイズ規制について各国に勧告を出していますが、情報処理装置および電子事務機器などに対して、Publication 22と呼ばれる勧告を1985年に行っています。**日本のVCCIは、CISPR Pub.22に基づいています**。米国や西独はCISPR Pub.22とは別な独自の規格を定めています。米国ではFCC Part 15J、西独ではVDE0871によって定められていますが、それらの値を表1に示します。詳しくは各々の規格の原文を参照してください。

〈図2〉⁽³⁾ VCCIの技術基準に適合していることを示す表示

この装置は、商工業地域で使用されるべき第一種情報装置です。住宅地域又はその隣接した地域で使用するラジオ、テレビジョン受信機等に受信障害を与えることがあります。 VCCI-1



(a) 届けた第1種情報装置に示す文
(文字の大きさは、高さ2mm以上)
(VCCI-1は正規許容値を満たすレベルを示す)

(b) 届け出た第2種情報装置に付けるマーク
(正規許容値を満たすレベル)

〈表1〉⁽⁴⁾ 米国のFCC Part 15J(計算機器)と西独VDE0871(高周波応用機器)の雑音端子電圧と雑音電界強度

	FCC Part 15J			VDE0871		
	周波数 (MHz)	限度値 (dBμV)	周波数 (MHz)	限度値 (dBμV)	周波数 (MHz)	限度値 (dBμV)
端子雑音	クラスA 0.45~1.6 1.6~30	60 69.5	0.01~0.15 0.15~0.5 0.5~30	91~69.5 66 60		
	クラスB 0.45~30	48	0.01~0.15 0.15~0.5 0.5~30	79~57.5 54 48		
不要輻射	周波数 (MHz)	距離 (m)	限度値 (μV/m)	周波数 (MHz)	距離 (m)	限度値 (μV/m)
	クラスA 30~88 88~216 216~1000	30 30 30	30 50 70	0.01~30 30~41 41~68 68~174 174~230 230~470 470~760 760~1000	100 30 30 30 30 30 30 30	50 500 30 500 30 500 180 900~700
射	クラスB 30~88 88~216 216~1000	3 3 3	100 150 200	0.01~30 30~470 470~1000	30 10 10	50 50 200

(注) 端子雑音は単位が、1μV=0dBによるdB表示。
不要輻射の単位はμV/m。

〈表2〉⁽³⁾ VCCIが定めている雑音電界強度①と雑音端子電圧②

(1) 第一種情報装置

① 漏洩電波の電界強度の準せん頭値は、測定距離に対応した次の値以下であること。

自主規制 周波数範囲	正規許容値 平成元年12月以後に製造される装置		
	(測定距離) 30MHz~230MHz 230MHz~1,000MHz	(30m) 30dB 37dB	(10m) (3m) 40dB 47dB 50dB 57dB

注① 1μV/mを0dBとする。

注② 測定距離は30m、10m、3mのいずれかひとつでよい。ただし、測定距離3mの値は1機が1m以下の装置に適用する。

注③ 製造日は装置の完成日とする。以下同じ。

② 電源端子に誘起される高周波電圧は、次の値以下であること。

自主規制 周波数範囲	正規許容値 平成元年12月以後に製造される装置	
	準せん頭値	平均値
150kHz~500kHz 500kHz~30MHz	79dB 73dB	66dB 60dB

注① 1μVを0dBとする。

注② 準せん頭値モードにおける測定値が平均値許容値を満たす場合、その測定周波数での平均値測定は行わなくてもよい。

注③ 150k~526.3kHzは暫定的に設計目標とする。

(2) 第二種情報装置

① 漏洩電波の電界強度の準せん頭値は、測定距離に対応した次の値以下であること

自主規制 周波数範囲	正規許容値 昭和63年12月以後に製造される装置	
	(10m)	(3m)
(測定距離) 30MHz~230MHz 230MHz~1,000MHz	30dB 37dB	40dB 47dB

注① 1μV/mを0dBとする。

注② 測定距離は10m、3mのいずれかひとつでよい。ただし、測定距離3mの値は1機が1m以下の装置に適用する。

② 電源端子に誘起される高周波電圧は、次の値以下であること。

自主規制 周波数範囲	正規許容値 昭和63年12月以後に製造される装置	
	準せん頭値	平均値
150kHz~500kHz 500kHz~5MHz 5MHz~30MHz	66~56dB 56dB 60dB	56~46dB 46dB 50dB

注① 1μVを0dBとする。

注② 150k~500kHzの許容値は、周波数を対数で許容値をdBで表わしたときに直線的に減少するものとする。

注③ 準せん頭値モードにおける測定値が平均値許容値を満たす場合、その測定周波数での平均値測定は行わなくてもよい。

注④ 150k~526.5kHzは暫定的な設計目標とする。

ノイズの測定条件、方法、また測定器を正しく設定することは容易ではありません。また、電源のように別のセットに組み込まれて用られる場合は**セットとのマッチング**によってノイズの強度やスペクトラム分布が電源単独によるそれらの値と異なってきます。これらの点は前出の安全規格と違って扱いにくいところです。

VCCI

VCCI(Voluntary Control Council for Interference by data processing equipment and electronic office machine、**情報処理装置等電波障害自主規制協議会**)はCISPR Pub.22に基づいて、電気通信技術審議会が技術規格をとりまとめ、郵政大臣へ答申し、郵政大臣から関係業界に要請されて設立された機関です。

VCCIが規制する対象は「情報処理装置及び電子事務機器等」で、商工業地域で使用される(いわゆる業務用)第1種情報装置と住宅地域で使用される(いわゆる家庭用)第2種情報装置に分けられています。第2

種の規格が少し厳しくなっています。

VCCIの技術基準に適合し、**確認届け出を行った装置**には図2に示した**表示**をすることになっています。また、技術基準の許容値は表2に示したとおりです。この許容値は第1種が1989年12月以後、第2種が1988年12月以後にそれぞれ製造される装置が対象で、それ以前に製造された装置には経過措置(緩和措置)がとられています。

VCCIの業務内容には、「一般ユーザへの啓蒙、関係メーカへの普及促進等」が含まれていますので、詳細を知りたい場合は次の事務所に問い合わせてみてください。

▶ 情報処理装置等電波障害自主規制協議会事務局本部(略称 VCCI事務局本部) ☎ 03(3434)8809

EMIテスト・サイト

妨害波の発生を測定する設備をもつ試験所をEMIテスト・サイトと呼んでいます。また、外部からの妨害波によって受ける障害を測定する設備ももっている試験所をEMCテスト・サイトと呼んでいます。

〈表3〉
日本にあるEMI/EMC
テスト・サイト(カタログなどで調べたもの)

法人名(あいうえお順)	サイト所在地	電話番号
アクゾジャパン(株) EMC(事)	波崎町(茨城県)、掛川市(静岡県)、 辰野町(長野県)、川崎市(神奈川県)、 松田町(神奈川県)、栃木市(栃 木県)	03(3261)8967
イーエムテック(株)	富岡市(群馬県)	0274(64)4138
(株) EMC ジャパン	津久井町(神奈川県)	0427(84)8005
(株) ウェイブ	吉井町(群馬県)	0273(87)7856
(株) オータマ	芦川村(山梨県)	0552(98)2141
オリックス・レンテックス(株)	清川村(神奈川県)	0462(88)2971
社団法人 西電子工業振興センター	生駒市(奈良県)	07437(8)0283
(株) 関東イーエムシー	山武町(千葉県)	04758(9)1190
財団法人 機械電子検査検定協会	都留市(山梨県)、箕面市(大阪府)、 師勝町(愛知県)、世田谷区(東京都)	03(3583)4131
(株) ケミトックス電波研究所	須玉町(山梨県)	0551(42)4411
セキテック(株)	八王子市(東京都)	0426(64)3011
(株) ザクタクテクノロジーコーポレーション DS&G ジャパン	米沢市(山形県)	0238(28)2880
(株) テクノサイト	八日市場市(千葉県)	0479(74)1155
東京イーエムシー(株)	大月市(山梨県)	0554(23)2511
TDK (株)	佐久市(長野県)	0267(68)5111
(株) トーキン	つくば市(茨城県)、三田市(兵庫県)、 大安町(三重県)、川崎町(宮城県)	044(751)5331
(株) 日本 EMC ラボラトリ	我孫子市(千葉県)、津久井町(神奈 川県)	0471(88)6381
(株) 日本 EMC 研究所	豊橋市(愛知県)	0532(23)3181
ニュートロニクス(株)	天童市(山形県)	0236(53)8817
日立フェライト(株)	甘楽町(群馬県)	0274(74)6207
富士電気化学(株)	湖西市(滋賀県)	05357(6)2156
松下電子部品(株)	門真市(大阪府)	06(908)1101
財団法人 無線設備検査検定協会	小金井市(東京都)、松戸市(千葉 県)、神戸市(兵庫県)	03(3799)9033

<表 4>⁽¹⁷⁾
 EMC テスト・サイトの
 サービス業務内容と使
 用される測定器の例

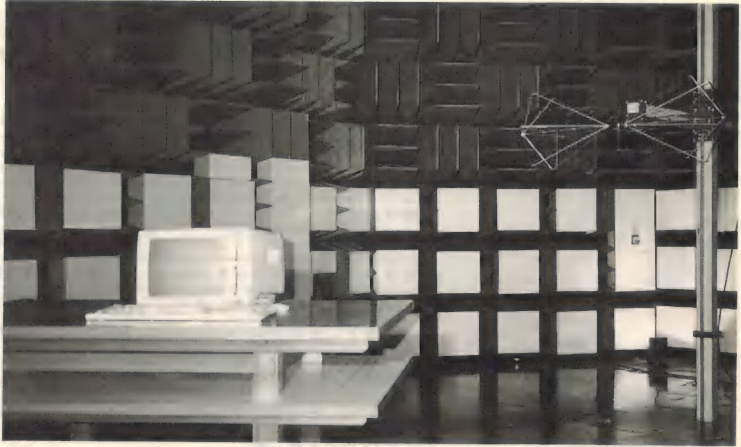
測定項目	(1) 放 射 雑 音：3m 法、周波数範囲 30MHz～1GHz 電子機器の筐体から空中に放射される雑音の測定 (2) 雑音端子電圧：電子機器の電源線を介して伝導される雑音の測定 (3) 雑 音 電 力：電子機器の電源線を介して空中に放射される雑音の測定
対応規格	(1) VCCI(登録済み)、電気用品取締法 (2) FCC(登録済み) (3) FTZ/VDE (4) CISPR, その他
利用方法	EMC サイト専門技術者立ち合いによるユーザ自主測定、もしくは依頼測定による

(a) 業務内容

測定室名	名 称	メ ー カ	機 種 名
電波半無響室	スペクトル・アナライザ 電界強度計 アンテナ	アドバンテスト チェイス アンリツ シュワルツベック シュワルツベック シュワルツベック シュワルツベック コンプライアンス デザイン EMCO ローデ&シュワルツ	R2523 UHR4000 MP534A VHAP UHAP BBA9106 UHFLP9107 ROBERTS ANTENNA LOOP ANTENNA SMG
	標準信号発生器		
シールド室	電界強度計 スペクトル・アナライザ ディスタートバンス・アナライザ 疑似電源回路網	チェイス ヒューレット・パッカード チェイス 協立電子工業	LHR7000 8568B DIA1512 KNW407 KNW242 KNW242C KT10 KT20
	吸収クランプ	協立電子工業	

(b) 測定器

<写真 1> EMC テスト・サイトの内部のようす
 [松下電子部品(株)提供] (右上のアン
 テナで左のパソコンが放射するノイ
 ズを計測する)



日本にある EMI/EMC テスト・サイト(カタログな
 どで調べたもの)を表 3 に示します。各サイトがもっ
 ている設備やサービス業務の内容は異なっていますが、
 表 4 に松下電子部品(株)の例を示します。サイトの利
 用方法には、設備を借りて自分が測定を行う自主測定
 と、サイト側の測定技術員が立ち合いしてくれる基本
 測定と、測定を任せる依頼測定(受託測定)があります。
 料金は利用方法により、また利用時間帯により異なり
 ますが、深夜の自主測定がもっとも割安となります。

なお、サイトにより利用方法に違いがありますので、

詳しくは問い合わせる必要があります。

参考文献

- (1) IEC STANDARD Publication 950, First edition, 1986.
- (2) IEC 950 1986, Amendment 2, 1990-06.
- (3)* 情報処理装置等電波障害自主規制協議会、案内、1991 年 1 月。
- (4)* 富士電機化学(株)、EMI 対策用部品&トランス・チョークコイル カタログ、1990 年 2 月。
- (5) 富士電機(株)、ノイズ防止機器 技術資料、1991 年 2 月。
- (6) 松下電器産業(株)、直流安定化電源カタログ、1987 年 12 月。
- (7)* 松下電子部品(株)、EMC TEST SITE FULL AUTOMATIC MEASUREMENT カタログ

1. ヒューズ

S.O.C.(株)☎ 045(432)1283

2. 温度ヒューズ

内橋エステック(株)☎ 06(962)6666

3. トランス、コイル

(1) コア

TDK(株)☎ 03(3278)5244

富士電気化学(株)☎ 03(3434)1271

(2) フィルタ・コイル

(株)トーキン☎ 03(3402)6165

富士電気化学(株)☎ 03(3434)1271

松下電子部品(株)☎ 03(3438)5337

4. コンデンサ

(1) フィルム・コンデンサ

神栄(株)☎ 078(392)6800

ニッセイ電機(株)☎ 03(3442)8151

マルコン電子(株)☎ 03(3471)7041

(2) セラミック・コンデンサ

TDK(株)☎ 03(3278)5253

松下電子部品(株)☎ 03(3437)1121

(株)村田製作所☎ 044(422)5151

(3) アルミ電解コンデンサ

(株)ニチコン☎ 075(231)8461

日本ケミコン(株)☎ 03(3785)1251

マルコン電子(株)☎ 03(3471)7041

(4) タンタル電解コンデンサ

(株)ニチコン☎ 075(231)8461

(5) OS コンデンサ

三洋電機(株)☎ 03(3837)6242

5. 抵抗

(1) セメント抵抗

帝国通信工業(株)☎ 044(433)7511

(2) メタル・プレート・セメント抵抗

福島双羽電機(株)☎ 03(5700)3611

(3) 半固定抵抗

東京コスモス電機(株)☎ 03(3255)3911

6. 半導体

(1) MOS FET

新電元工業(株)☎ 03(3279)4431

IR ファーイースト(株)☎ 03(3983)0641

(株)日立製作所☎ 03(3212)1111

(2) バイポーラ・トランジスタ, ダイオード, サイリスタ

サンケン電気(株)☎ 03(3986)6165

三洋電機(株)☎ 03(3837)6331

新電元工業(株)☎ 03(3279)4431

東芝(株)☎ 03(3257)5602

日本電気(株)☎ 03(3454)1111

松下電子工業(株)☎ 03(3437)1121

(3) ショットキ・バリア・ダイオード

サンケン電気(株)☎ 03(3986)6165

富士電機(株)☎ 03(3211)7402

(4) フォト・カプラ

シャープ(株)☎ 06(621)1221

(5) PTC(パワー・サーミスタ)

石塚電子(株)☎ 03(3621)2704

(6) モノリシック IC

SGS トムソン(株)☎ 03(3280)4120

三洋電機(株)☎ 03(3837)6331

ジェナム・コーポレーション日本支店

.....☎ 03(3247)8838

シャープ(株)☎ 06(621)1221

日本電気(株)☎ 03(3456)6111

松下電子工業(株)☎ 03(3437)1121

リニアテクノロジー(株)☎ 03(3237)7891

日本モトローラ(株)☎ 03(3440)3311

(株)日本アイ・シー(Micro Linear) ☎ 03(3402)5280

(株)インターニックス(Unitrode).....☎ 03(3369)1105

(7) ハイブリッド IC

サンケン電気(株)☎ 03(3986)6151

三洋電機(株)☎ 03(3837)6331

新電元工業(株)☎ 03(3279)4431

7. そのほかの部品など

(1) 絶縁テープ

ニチバン(株)☎ 03(3263)0151

(2) 絶縁フィルム

東レ(株)☎ 03(3245)5111

(3) ヒート・シンク

リョーサン(株)☎ 03(3862)6221

(4) シリコーン・グリース

信越化学工業(株)☎ 03(3246)5131

- 本書掲載記事の利用についてのご注意 — 本書掲載記事には著作権があり、また工業所有権が確立されている場合があります。したがって、個人で利用される場合以外は所有者の承諾が必要です。また、掲載された回路、技術、プログラムを利用して生じたトラブル等については、小社ならびに著作権者は責任を負いかねますのでご了承ください。
- ご質問はお手紙で — 本書に関する技術的なご質問は、往復はがきか返信用封筒を同封した書簡で出版部あてにお寄せください。著者へ回送し、直接回答していただきます。質問の内容は当該記事を逸脱しない範囲で、できるだけ具体的に明記してください。また、電話やFAXによるご質問にはお応えできませんのであらかじめご了承ください。

トランジスタ技術 SPECIAL

No.28

©CQ出版社 1991

1991年7月1日 初版発行
1994年1月10日 第4版発行

発行人 神戸一夫 編集人 蒲生良治
発行所 CQ出版株式会社 〒170 東京都豊島区巣鴨1-14-2
電話 03-5395-2123(出版部), 03-5395-2141(営業部)
振替 東京0-10665

(定価は表四に表示してあります)

印刷・製本 三晃印刷株式会社

電池活用ハンドブック

トランジスタ技術編集部 編
B5判 208頁 定価1,800円 送料310円

電池の知識-電池活用デバイス-電池活用回路-充電回路-電池活用資料集

本書は、各種電池の基礎知識を身につけるための解説記事、電池を活用するためのデバイスの使い方と回路設計技術、充電器・測定器の製作記事、小型電池の資料集などから構成されています。



ワンチップ・マイコン活用ハンドブック

トランジスタ技術編集部 編
B5判 256頁 定価1,900円 送料310円

8ビット・8ファミリの基礎と実用例を詳解

トランジスタ技術誌に掲載されていた「ワンチップ・マイコン活用ゼミ」で扱った各社ワンチップ・マイコンの「概要」、「実用例」を1冊にまとめたものです。

実用電源回路設計ハンドブック

戸川治朗 著
B5判 240頁 定価1,960円 送料310円

整流回路からスイッチング・レギュレータまで

本書は、電源回路の設計法を、定数の求め方を中心に紹介した初めての本です。シリーズ・レギュレータから、スイッチング・レギュレータの設計法まで、確実に設計できるように解説してあります。放熱やノイズ対策への話題も豊富です。

温度・湿度センサ活用ハンドブック

トランジスタ技術編集部 編
B5判 224頁 定価1,750円 送料310円

センサ回路の設計法からPID制御技術まで

温度・湿度センサに関する使い方・応用について詳解します。また、温度制御に不可欠なデジタルPID制御のシミュレーションやオート・チューニングについても解説します。

電子回路部品活用ハンドブック

トランジスタ技術編集部 編
B5判 288頁 定価1,850円 送料380円

受動部品/機構部品を100%活用するために

基本的な受動部品である抵抗/コンデンサ/インダクタをはじめ、コネクタ、リレーなどの機構部品、電池、パワー・サーミスタなどの電源回路部品、EMIフィルタ、バスバーなどのノイズ対策部品について使い方のノウハウを説明します。

アナログIC活用ハンドブック

トランジスタ技術編集部 編
B5判 320頁 定価1,850円 送料380円

OPアンプ/リニアICを100%活用するために

OPアンプIC、コンバータ、A-D/D-Aコンバータ、レギュレータICなど、アナログ回路を設計するのに必要なICの活用方法を実験をとおしてやさしく解説しました。回路の動作がオシロスコープの波形で確認できるようになっています。

メモリIC活用ハンドブック

岡田 正 編著
B5判 239頁 定価1,800円 送料310円

DRAM/SRAM/EP-ROM応用技術のすべて

多様化する各種メモリICの基本的な使い方から応用設計例を1冊にまとめました。技術/パワー・アップのためにぜひ欲しくなる1冊です。

メカトロ・センサ活用ハンドブック

トランジスタ技術編集部 編
B5判 224頁 定価1,850円 送料310円

FA現場でのセンサ活用から応用回路設計まで

各センサを使いこなせるように、動作原理・使用上の注意のほか基本回路と応用回路についても詳解しました。

